

THÈSES

présentées

à la Faculté des Sciences de l'Université de Lyon

pour obtenir

le titre de DOCTEUR-INGENIEUR

par

Maurice BRUN

Ingénieur I.N.S.A.

Première Thèse

RÉALISATION DE LA PROGRAMMATION CONTINUE D'UN FOUR A HAUTE TEMPÉRATURE

Deuxième Thèse

PROPOSITIONS DONNEES PAR LA FACULTE

Soutenues le 16 décembre 1964 devant la Commission d'Examen

MM. R. BERNARD

Président

L. EYRAUD

M. RICHARD

R. GOUTTE

} Examineurs

THÈSES

présentées

à la Faculté des Sciences de l'Université de Lyon

pour obtenir

le titre de DOCTEUR-INGENIEUR

par

Maurice BRUN

Ingénieur I.N.S.A.

Première Thèse

RÉALISATION DE LA PROGRAMMATION CONTINUE D'UN FOUR A HAUTE TEMPÉRATURE

Deuxième Thèse

PROPOSITIONS DONNEES PAR LA FACULTE

Soutenues le 16 décembre 1964 devant la Commission d'Examen

MM. R. BERNARD

Président

L. EYRAUD

M. RICHARD

R. GOUTTE

}

Examineurs



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41554209_0011

UNIVERSITE DE LYON
FACULTE DES SCIENCES

Doyens honoraires

MM. LONGCHAMBON, DOUIN, MOUSSA, GAUTHIER Henri.

Professeurs honoraires

MM. LOCQUIN, de LARAMBERGUE, SOLLAUD, MENTZER, MOUSSA, JAFTARD, DOUIN,
Henri EYRAUD, DEJARDIN, VIRET.

Doyen

M. BRACONNIER

Assesseurs

MM. MESNARD, BOIDIN.

Professeurs

MM. LONGCHAMBON	Minéralogie
PRETTRE	Chimie industrielle
COURTY	Chimie-Physique
KUHNER	Botanique
MALECOT	Mécanique rationnelle et appliquée
PARIS	Chimie minérale
AUMERAS	Chimie
COLONGE	Chimie organique
JANIN	Physique générale
FLANDRIN	Géologie appliquée
BERNARD	Physique industrielle
DUFAY Jean	Astronomie
NIGON	Zoologie expérimentale
GAUTHIER Henri	Géologie générale
WAUTIER	Zoologie
CHOPIN	Chimie biologique
CUEILLERON	Chimie
BRACONNIER	Calcul différentiel et intégral
EYRAUD Charles	Chimie-Physique Appliquée
SARAZIN	Physique nucléaire
BOIDIN	Microbiologie et Mycologie
PERES	Physiologie
MESNARD	Electronique
GRANDMONTAGNE	Physique

BOUTILLIER	Minéralogie
LAFOURIERE	Physique nucléaire et théorique
DREUX	Chimie organique
TEICHNER	Chimie industrielle
PAVANS DE CECCATY	Zoologie
MERLIN	Chimie analytique
DUFAY Maurice	Physique de l'atmosphère
LUBET	Physiologie
PHILBERT	Physique nucléaire
COHEN-ADAD	Chimie
DAVID Louis	Géologie générale
CHANEL	Psychophysiologie
MAURY	Méthodes mathématiques de la physique
DEPRAZ	Physique nucléaire
GAUTHIER Jean	Chimie
GAUME	Physique expérimentale

Professeurs sans chaire

MM. TERON	Mathématiques
LAFORGUE	Physique
LEGAY	Zoologie expérimentale S.P.C.N.
UZAN	Physique S.P.C.N.
CHENEVOY	Géologie appliquée
GINET	Zoologie
ASCH	Physique
MICHEL Pierre	Minéralogie
DUCET	Biologie végétale
Mle MAITROT	Physique
MM. GEVIN	Géologie générale
PONASSE	Mathématiques
d'INCAN	Physique
LEFEBVRE	Mathématiques
PERINET	Mathématiques
CHERY	Physique
BERGEON	Physique C.S.U.
Mle GAUTHIERON	Chimie biologique

Maîtres de Conférences

Mme ERICSON	Physique générale
MM. MARTEL	Mécanique
MATHIEU	Mécanique des fluides
ERBEIA	Physique
DESSOTES	Chimie organique
PICARD Philippe	Mathématiques
LEMOIGNE	Botanique
DEMARCQ	Géologie générale
MICHEL Georges	Biochimie
LEBERETON	Biologie végétale
DAVID Jean	Biologie animale
TOUSSET	Chimie propédeutique
FEUVRAIS	Physique Electricité
PICARD Claude	Mathématiques
SCHMITT	Physique M.P.C.
LAURENT	Chimie organique
ROT	Mathématiques
BETHOUX	Mathématiques
GUSAKOW	Physique
Mle CALAIS	Mathématiques

Maître de Conférences adjoint

M. PIERRON	Chimie
------------	--------

Conseiller Administratif

M. BURNET

Secrétaire Principal Honoraire

M. ROUX

Ce travail a été effectué dans les laboratoires du Département de Physique de l'Institut National des Sciences Appliquées.

Nous remercions vivement Monsieur le Professeur BERNARD, Directeur de ce Département, d'avoir bien voulu accepter la présidence de notre Jury.

Nous tenons particulièrement à assurer de notre profonde gratitude Monsieur le Professeur Lucien EYRAUD et Monsieur Marc RICHARD qui ont dirigé nos recherches. Leurs conseils, tant sur le plan théorique que sur le plan expérimental, ainsi que leurs encouragements constants, ont constitué pour nous une aide précieuse.

Nous tenons également à remercier Monsieur R. GOUTTE, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. d'avoir bien voulu accepter d'examiner notre travail.

Que les camarades de laboratoire trouvent également ici l'expression de notre gratitude pour le soutien que nous a apporté leur sympathie et, en particulier, nous remercions Monsieur POURCELOT de sa contribution à la transistorsation de notre appareillage.

I N T R O D U C T I O N

=====

La régulation et la programmation d'une température sont des problèmes importants qui se posent au laboratoire et en fabrication industrielle toutes les fois que la température est un des paramètres principaux de l'évolution d'un système (1), (2).

Jusqu'à ces dernières années, les dispositifs régulateurs commandaient les circuits de puissance par l'intermédiaire de relais. La valeur de réglage était souvent obtenue par des apports discontinus d'énergie à l'enceinte chauffante qui se trouvait soumise à des perturbations électriques et thermiques périodiques. Ces perturbations, souvent préjudiciables aux mesures effectuées dans l'enceinte, peuvent être éliminées en remplaçant les dispositifs électromécaniques de commutation par des redresseurs contrôlés au silicium de forte puissance. On peut alors envisager la réalisation d'un asservissement électronique continu de la puissance d'alimentation fournie à l'enceinte qui ne présentera pas les inconvénients des dispositifs précédents.

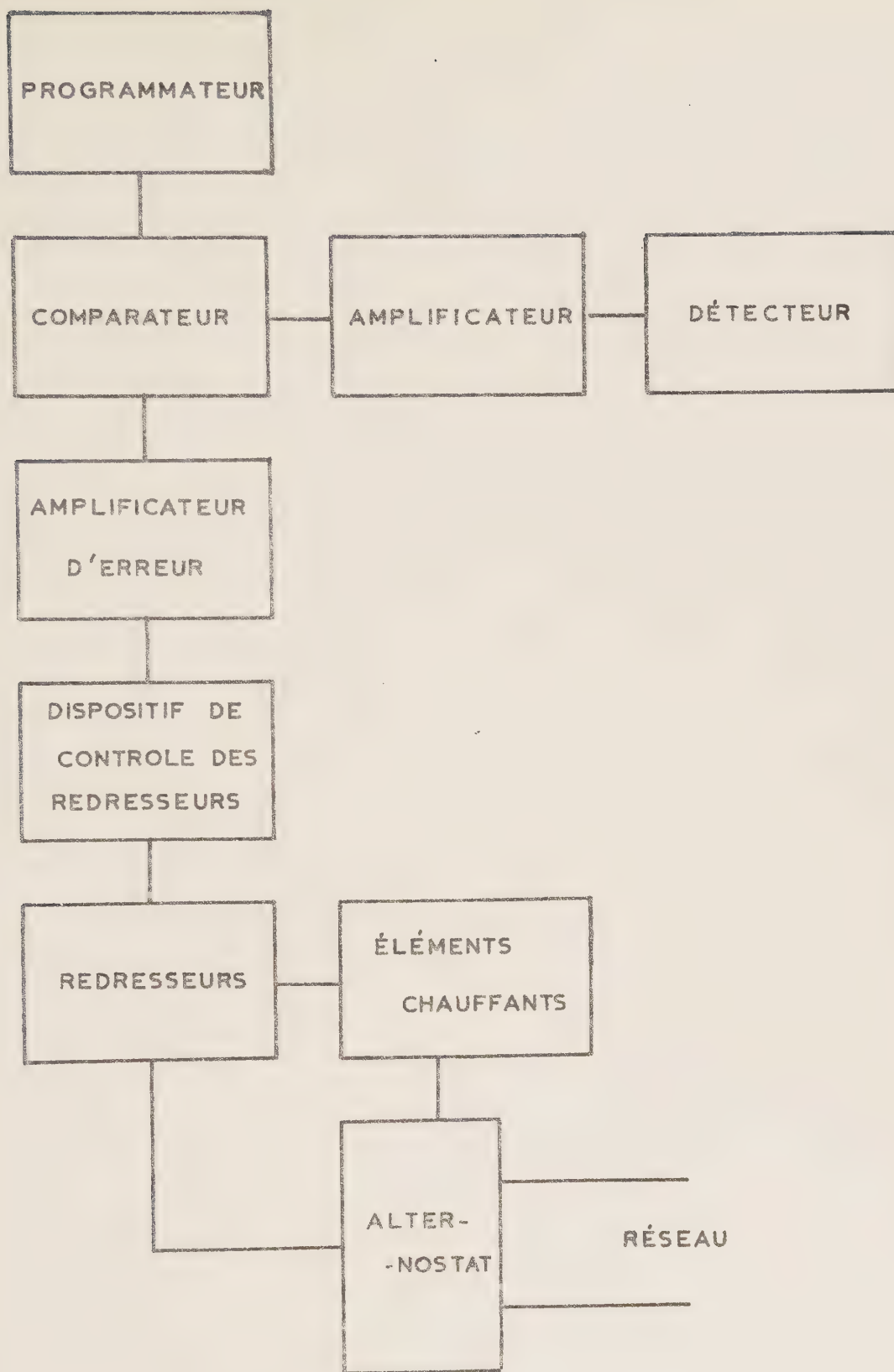
Un tel dispositif, adapté à une enceinte chauffante de 7 KW environ, fait l'objet de cette étude. L'appareillage que nous proposons comprend en particulier :

1°) Un programmeur, du type suiveur de trait, permettant de traduire électriquement une fonction quelconque $\theta = f(t)$ dont on connaît la représentation en coordonnées cartésiennes.

2°) Un capteur thermosensible qui fournit une tension proportionnelle à la température de l'enceinte.

3°) Un amplificateur différentiel qui compare à chaque instant la grandeur à régler fournie par le capteur à la valeur de réglage fournie par le programmeur et qui amplifie cet écart.

4°) Un générateur d'impulsions à phase réglable qui permet le contrôle de la puissance fournie par les thyristors solides au circuit de chauffage de l'enceinte (figure 0₁).



SCHEMA SYNOPTIQUE DE L'APPAREIL

Fig.-0 1

CHAPITRE I

LE PROGRAMMATEUR

Les programmeurs existant actuellement, qu'ils soient à came, à fil conducteur enroulé sur un tambour ou que leur fonctionnement repose sur un tout autre principe, permettent en général de réaliser des cycles de température suivant des courbes simples. Pour des programmes plus complexes, susceptibles d'être modifiés facilement ou contenant plus d'informations de commande, la réalisation d'un appareil d'emploi plus souple s'avère nécessaire.

Dans ce but, nous avons abandonné le principe d'une matérialisation mécanique du programme à réaliser pour lui substituer une simple représentation graphique en coordonnées cartésiennes, lue par un dispositif suiveur de trait (3). A l'ordonnée de la fonction "programme" le dispositif fait correspondre une tension proportionnelle par l'intermédiaire d'un système potentiométrique.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'APPAREIL

Le programme à réaliser défile sur deux rails perpendiculaires à l'axe de déroulement du papier. Sur ces guides coulisse une tête de lecture renfermant un dispositif optique qui canalise l'image du trait vers deux cellules photosensibles C_1 et C_2 . Ces dernières sont disposées dans deux bras d'un pont de Wheatstone suivant la figure I_1 . L'équilibre est réalisé lorsque les cellules reçoivent le même flux lumineux. Lorsque le trait vient à se déplacer par rapport à la tête de lecture les cellules sont éclairées de manière inégale et le pont se déséquilibre. La tension apparaissant entre 1 et 2 est alors amplifiée par un dispositif électronique et commande un moteur qui rétablit le centrage.

I - CARACTERISTIQUES DE LA TÊTE DE LECTURE (figure I_2).

A - Les éléments photosensibles.

Les éléments photosensibles miniatures actuellement commercialisés se limitent à des photodiodes au germanium (type OAP 12) et à des photorésistances au sulfure de cadmium (type ORP 60).

Les photodiodes sont très petites (cylindres de 1,5 mm de rayon et 10 mm de longueur) ce qui permet de diminuer l'inertie de leur support. Elles sont également très sensibles ($5 \mu A/100$ lux avec une impédance de $3 M\Omega$ pour les OAP 12) mais leur maximum de sensibilité est dans l'infrarouge lointain ($1,6 \mu$). Elles sont donc très sensibles aux variations de température. Pour éliminer cet inconvénient nous avons essayé de les grouper en un pont de quatre diodes. La dispersion de leurs caractéristiques a rendu ce projet pratiquement irréalisable.

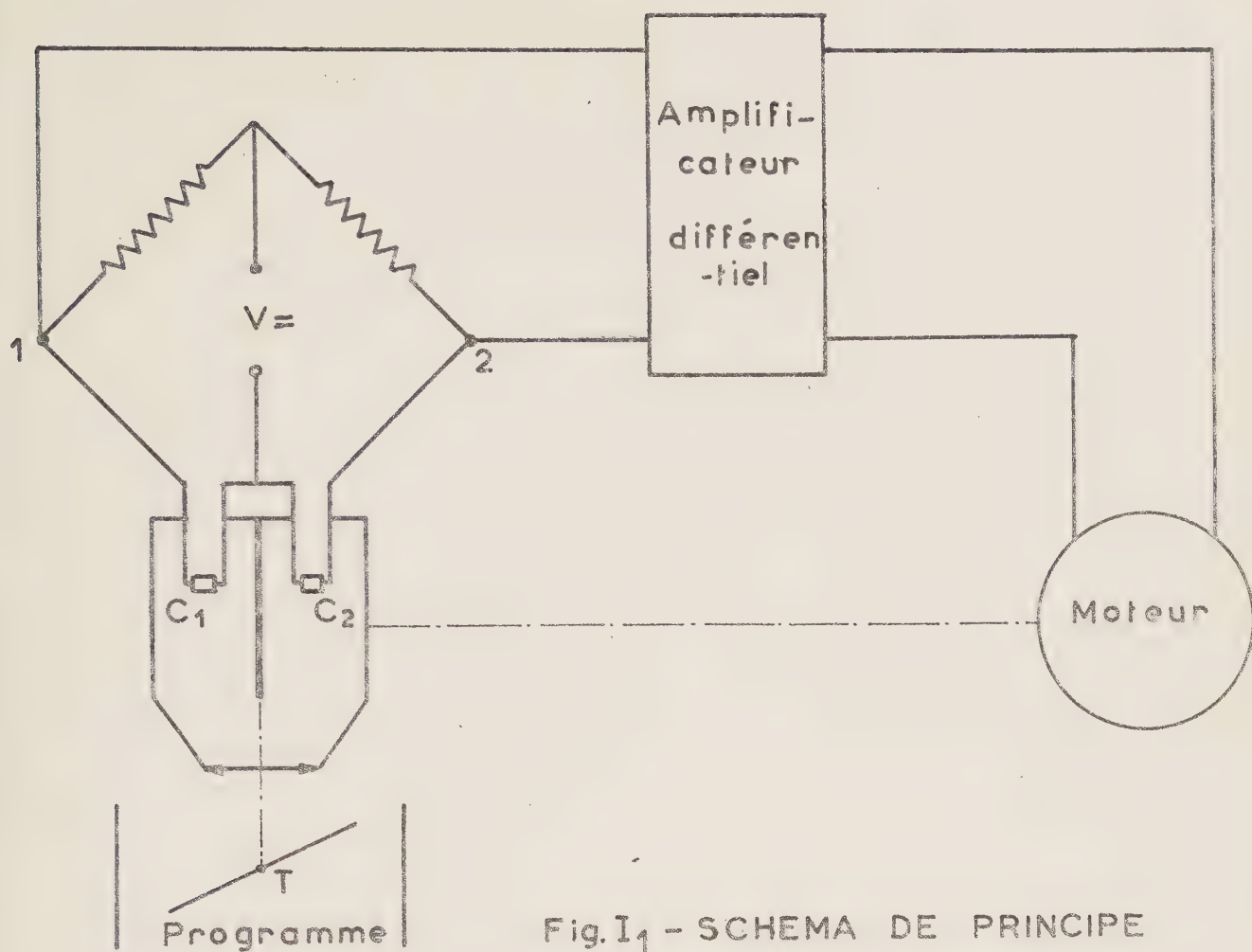


Fig. I₁ - SCHEMA DE PRINCIPE

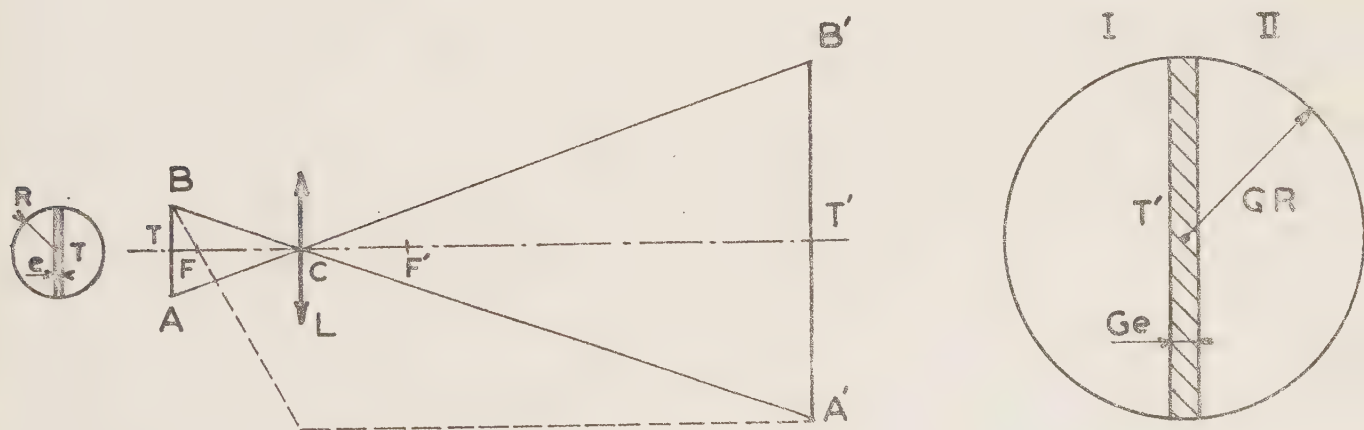


Fig.-I₃ - CHAMP LINEAIRE DU DISPOSITIF OPTIQUE

Notre choix s'est donc porté sur les photorésistances au sulfure de cadmium. Ces éléments de dimensions légèrement supérieures présentent un maximum de sensibilité situé dans le rouge ce qui convient parfaitement à un éclairage incandescent.

La dispersion de leur caractéristiques étant peu importante il est facile de les apparier de telle sorte que leurs résistances soient égales quelle que soit la valeur de l'éclairement.

B - Dispositif optique.

Pour former l'image du trait du programme sur les éléments photosensibles des cellules, un dispositif optique s'avère nécessaire. La sensibilité de l'appareil dépend alors beaucoup du champ linéaire moyen objet de ce dispositif, c'est-à-dire de la surface explorée sur le papier.

Considérons en effet dans le plan image de la lentille (figure I₃) les deux demi-images I et II formées sur chaque cellule. En position de repos du système (centrage réalisé) les éclairéments sont :

$$E_I = E_{II} \neq k \left(\frac{\pi R^2}{2} - eR \right) \quad \begin{array}{l} e : \text{largeur du trait} \\ R : \text{rayon du disque exploré} \end{array}$$

Le potentiel de déséquilibre du pont est alors :

$$v = k' (E_I - E_{II}) = 0$$

Lors d'un déplacement de l'image du trait voisin de sa largeur il vient :

$$E_I \neq k \left(\frac{\pi R^2}{2} - 2eR \right) \quad \text{et} \quad E_{II} \neq k \left(\frac{\pi R^2}{2} \right)$$

$$\text{d'où} \quad (1) \quad v \neq k' (E_I - E_{II}) = 2 k k' e R$$

$$(2) \quad \frac{E}{E} \neq 2 \frac{k e R}{k \pi R^2} = \frac{2 e}{\pi R}$$

On remarque que pour e constant la tension de déséquilibre est d'autant plus importante que R est grand. En conséquence, le champ linéaire devrait être grand.

L'équation 2 montre par contre que cette condition conduit à des variations relatives d'éclairement très faibles. Les variations de résistance correspondantes risquent d'être alors négligeables devant les dérives d'origines diverses.

D'autre part, la sensibilité des cellules au sulfure de cadmium est maximale pour de faibles éclairement (le passage de 10 à 20 lux correspond à une variation de tension dix fois plus grande que celui de 100 à 200 lux dans nos conditions de polarisation).

Ces raisons nous ont amené à donner un champ relativement restreint au dispositif optique. Il en résulte une image grossie qui déborderait la surface sensible des cellules. Pour éviter cet inconvénient, on dispose deux conduits de lumière coniques, en plexiglass, qui concentrent un demi-faisceau sur chaque cellule (4).

Nous avons choisi une lentille ayant une distance focale de 5 mm (encombrement réduit) et un champ linéaire de 6 mm. Ceci nous permet d'obtenir des tensions de déséquilibre du pont suffisamment grandes devant le bruit ramené à l'entrée de l'amplificateur.

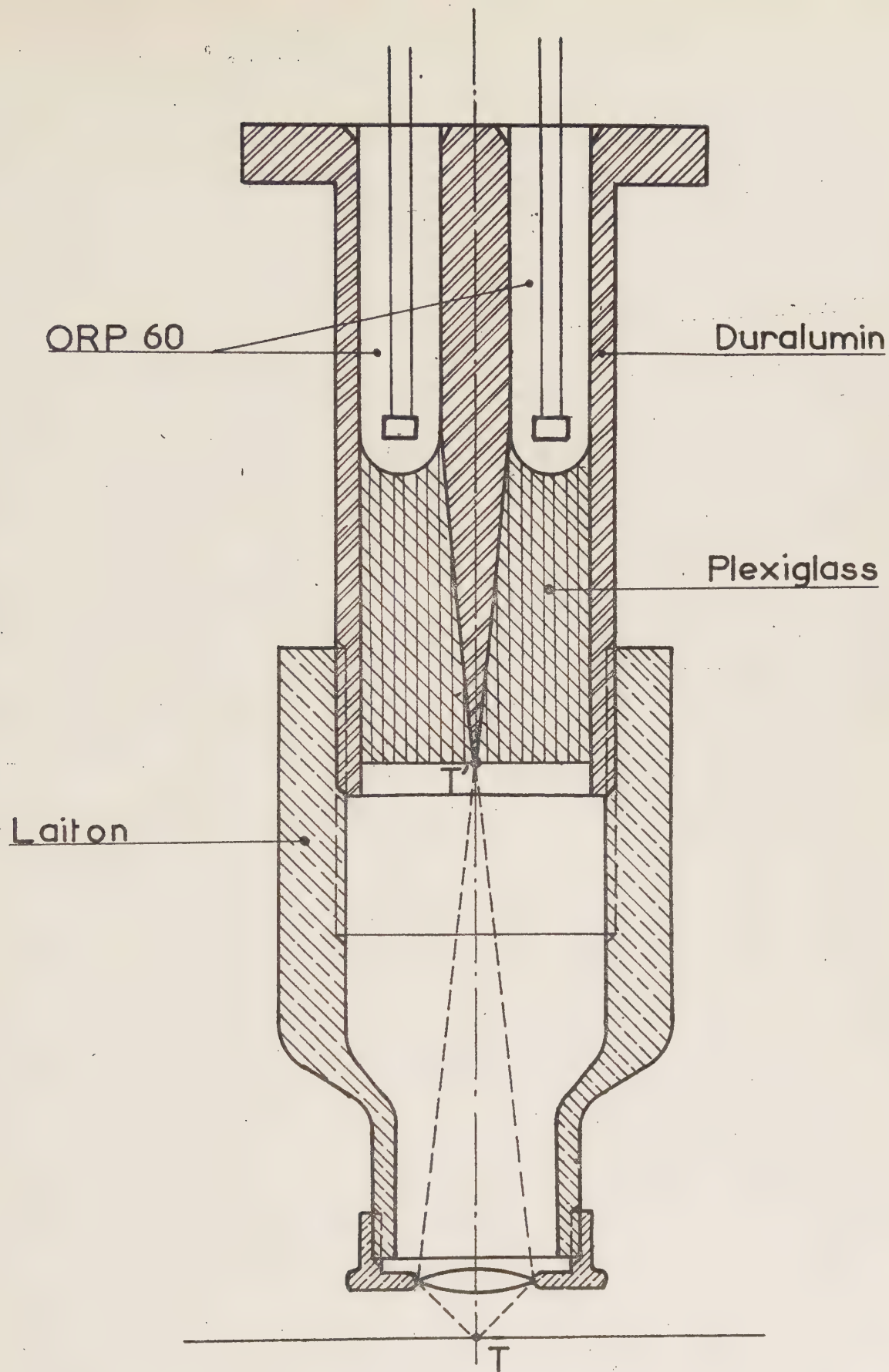


Fig-I₄

TÊTE DE LECTURE

Echelle : 5

II - DISPOSITIF DE COMMANDE DU MOTEUR DE CENTRAGE.

A - Description.

Une première réalisation de ce dispositif est représentée figure I₅. La tension de déséquilibre du pont photosensible attaque un amplificateur différentiel qui, par liaisons continues, commande le déblocage des tubes de puissance. Ceux-ci règlent le passage du courant dans un enroulement du moteur diphasé. L'autre enroulement est alimenté directement par le réseau avec un déphasage de $\frac{\pi}{2}$ réalisé par un système résistance-capacité.

L'expérience montre que ce premier dispositif manifeste une instabilité dans la lecture des traits étroits, par suite de la constante de temps importante des photorésistances et de l'inertie des pièces en mouvement. Une correction peut être apportée en utilisant un moteur M à courant continu à enroulement tachymétrique G (figure I₆ et I₇).

La force électromotrice délivrée par cet enroulement tachymétrique est amplifiée à l'aide d'un amplificateur à courant continu de gain en tension 30 environ. La tension de sortie, proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur, est appliquée sur les grilles de l'amplificateur d'erreur.

Cette chaîne de retour, constituant une contre-réaction sélective importante pour les grandes vitesses, diminue les oscillations autour de la position d'équilibre. De plus, les amplificateurs comportent des circuits correcteurs à action différentielle maintenant un gain élevé pour les variations rapides tout en affaiblissant le gain aux très basses fréquences.

Fig. I5

Amplificateur
différentiel

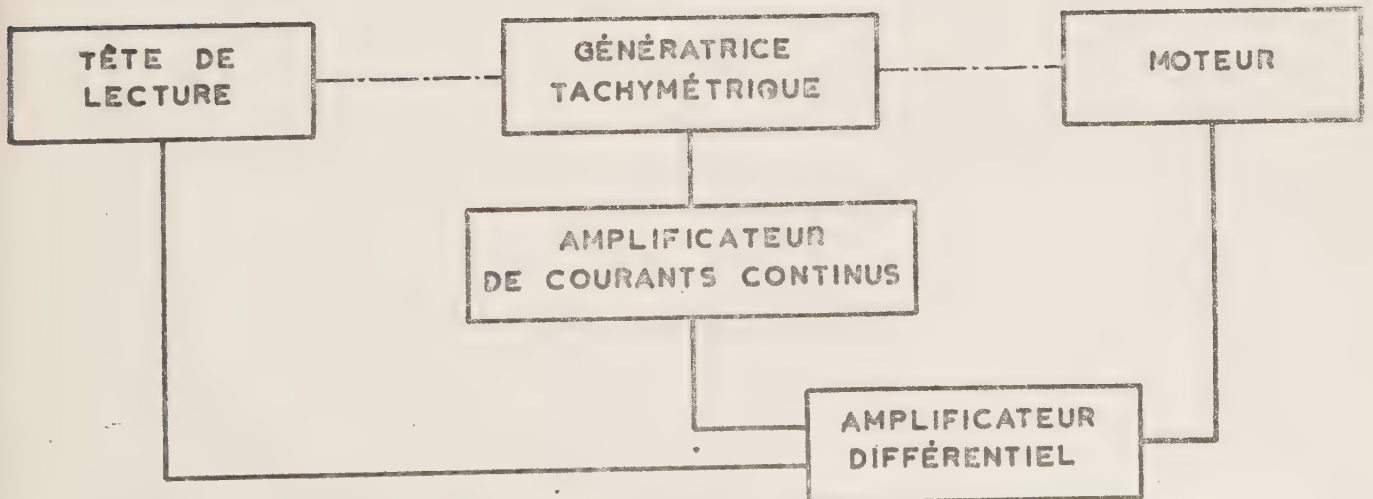
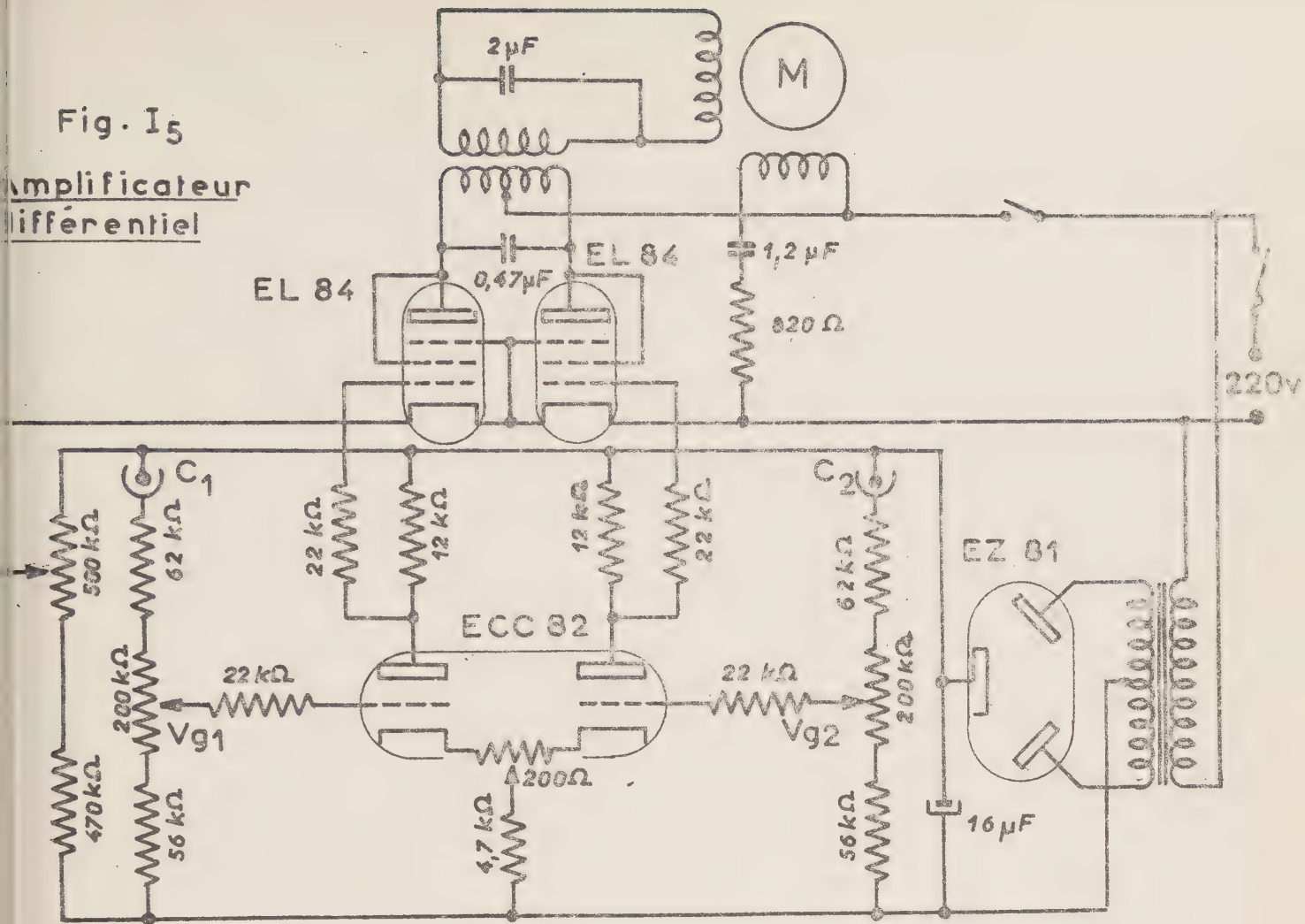


Fig. I6 BLOC DIAGRAMME DU PROGRAMMATEUR

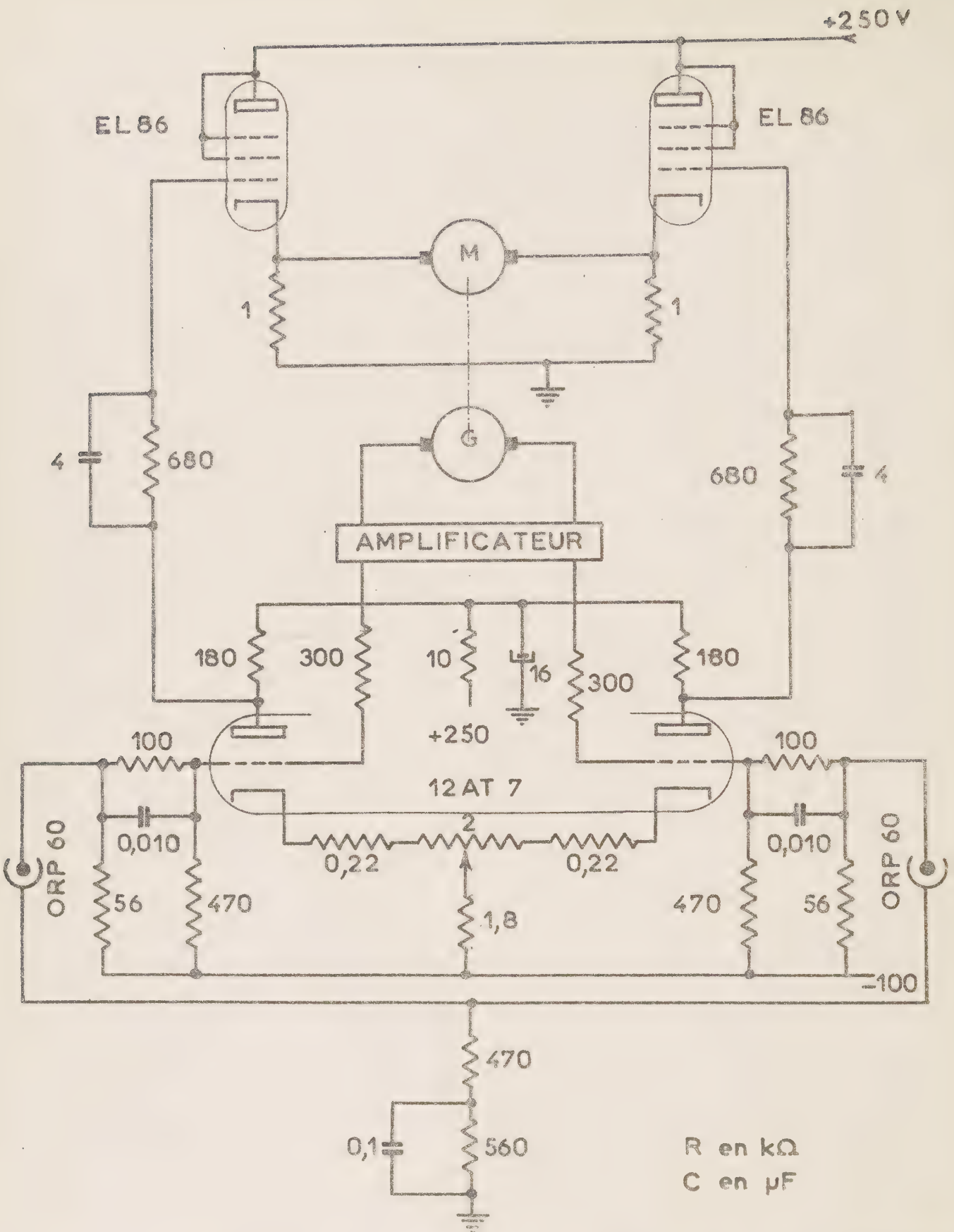


Fig.I7 DISPOSITIF DE COMMANDE DU MOTEUR DE CENTRAGE

B - Réglage de l'action dérivée.

Le mouvement de l'ensemble mobile au voisinage de sa position d'équilibre est régi par la loi fondamentale de la mécanique :

$$(1) \quad F = m \ddot{x} = m \frac{d^2 x}{dt^2}$$

L'origine 0 du déplacement étant choisie sur le trait, x représente la position de l'ensemble mobile à l'instant t.

Lors d'un écart dx de cette position la force F peut se décomposer en :

1) Une force de rappel exercée par le moteur $f_1 = - kx$

2) Une force de frottement $f_2 = - a_1 \frac{dx}{dt}$

3) Une force d'amortissement due à la tension réinjectée par l'enroulement tachymétrique et exercée également par le moteur $f_3 = - a_2 \frac{dx}{dt}$

(1) s'écrit alors

$$f_1 + f_2 + f_3 = m \frac{d^2 x}{dt^2}$$

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + (a_1 + a_2) \frac{dx}{dt} + kx = 0$$

La solution de cette équation différentielle du second ordre est une exponentielle amortie, oscillatoire ou non suivant la valeur de $a = a_1 + a_2$. L'amortissement critique est réalisé pour $a^2 = 4 m k$. Lorsque a sera inférieur à cette valeur, le temps de réponse sera plus court mais les oscillations seront moins amorties. Nous adoptons le compromis classique $a = \sqrt{m k}$ (5).

La valeur de a_2 est ainsi déductible des valeurs, mesurées ou calculées, de m, k et a_1 .

a - Détermination de m

On appellera m la masse équivalente des éléments en mouvement. Elle comprend :

- 1) la masse du chariot porte tête de lecture $m_1 = 100 \text{ g}$
- 2) une masse m_2 provenant de l'induit du moteur.

En effet, ce rotor, de moment d'inertie I, peut être remplacé par un anneau de masse m_2 répartie sur la périphérie de la poulie où s'enroule le fil d'entraînement du chariot. On peut alors la définir par :

$$m_2 = \frac{I}{r^2} \quad r : \text{rayon de la poulie}$$

$$m_2 = 0,250 \text{ kg}$$

$$m = m_1 + m_2 = 0,350 \text{ kg}$$

b - Détermination de k

k est la valeur de la force de rappel exercée par le moteur sur l'ensemble mobile pour un déplacement unité, $E = 1 \text{ cm}$, de sa position d'équilibre. Cette force dépend de l'amplification réalisée par le dispositif électronique. Le réglage est tel que le moteur démarre pour un écart ξ de 0,05 cm. La force motrice est alors égale aux forces de frottements statiques f. Celles-ci ont une valeur mesurée de 0,2 newton. Pour un écart de 1 cm la valeur de la force motrice serait donc

$$k = f \frac{E}{\xi} = \frac{0,20 \times 1}{0,05} = 4,00$$

c - Détermination de a_1

a_1 est la valeur des forces de frottements pour une vitesse de déplacement de 1 cm/sec. Elles ont été trouvées expérimentalement égales à 0,2 newton.

Ces valeurs permettent de déterminer $a_2 = 1,2$. Or a_2 mesure la force d'amortissement que le moteur doit exercer lorsqu'une force électromotrice correspondant à une vitesse de déplacement de l'élément mobile de 1 cm/sec apparaît dans l'enroulement tachymétrique. Cette force correspond à un courant de 16 mA dans l'induit et, compte tenu du gain de la chaîne amplificatrice, à une tension réinjectée à l'entrée de 0,019 volt. L'enroulement tachymétrique produisant une tension de 0,07 V pour une vitesse de déplacement de 1 cm/sec, il convient de prendre les $\frac{2}{7}$ de cette tension à l'aide d'un pont diviseur.

Remarque.

Dans un premier dispositif le moteur était un "Birotax type I" à deux enroulements moteurs. Nous n'utilisons qu'un enroulement pour déplacer l'ensemble mobile. En court-circuitant le deuxième enroulement nous obtenions un effet d'amortissement par courants de Foucault suffisant pour éviter les oscillations dans les conditions normales d'emploi.

III - REALISATION ET ENTRAINEMENT DU PROGRAMME

Suivant sa longueur, le programme peut être tracé sur une simple feuille de papier millimétré format 21 x 27 ou sur un rouleau de papier du type courant pour enregistreur. Le tracé ne nécessite pas d'encre spéciale bien que l'encre de Chine rouge semble donner les meilleurs résultats.

Ce programme, entraîné par un moteur synchrone, se délace devant le dispositif suiveur à une vitesse de 25 mm/h. On peut d'ailleurs, au moyen d'un jeu d'engrenage, l'augmenter ou la diminuer dans des rapports variables.

Des cycles de températures peuvent également être réalisés en bouclant le programme.

IV - PRECISION DES RESULTATS

Le chariot mobile porte un curseur frottant sur un potentiomètre bobiné linéaire. On y prélève une tension proportionnelle à l'ordonnée du trait.

Ce dernier étant supposé tracé rigoureusement à l'ordonnée voulue, avec une largeur moyenne de 0,5 mm, le chariot vient se centrer de lui-même sur ce trait avec une précision suffisante.

La seule incertitude est alors due au potentiomètre. Du fait qu'il ne possède que 1950 spires, on ne peut espérer une précision supérieure à $\frac{1}{2000}$.

Pratiquement, on commet quelques erreurs dans le tracé du programme et surtout dans la position de la feuille si bien que la précision totale peut être évaluée à $\frac{2}{1000}$. Une telle précision est due à la grande amplitude de déplacement du chariot. Il serait difficile d'espérer la même sensibilité avec une came de taille normale. D'autre part, dans le cas de programmeur à tambour, il arrive que le fil métallique court-circuite plusieurs spires du rhéostat lorsque la pente du programme devient importante. Cet écueil est ici évité et on peut étaler le programme d'autant qu'il est nécessaire pour conserver une bonne précision.

Cet appareil a été conçu en vue d'une application immédiate à la programmation d'enceintes chauffantes. Avec quelques modifications, on peut lui trouver de multiples applications :

- programmation soumise à de fréquents changements,
- commande d'un intégrateur pour planimétrer des aires limitées par des courbes en coordonnées cartésiennes,
- mémoire d'une fonction $y = f(x)$ pouvant restituer en temps utile toute grandeur variable préalablement enregistrée en coordonnées cartésiennes. On a donc un dispositif de reproduction ou de retransmission différée.

CHAPITRE II

LES PYROMETRES

Différents types de convertisseurs thermoélectriques peuvent convenir à la réalisation de la boucle de retour des asservissements de température (6), (7).

- Thermomètre à variation de résistance (sondes résistantes, thermistances)
- Thermocouple
- Pyromètre à dilatation
- Pyromètre optique.

Actuellement les thermistances et sondes thermorésistantes sont les plus sensibles de ces capteurs, mais ne peuvent fonctionner à des températures supérieures à 1000°C même sous des enrobages réfractaires. De plus, leur temps de réponse est long, leurs caractéristiques non linéaires et leur fidélité médiocre.

Les trois autres types de capteurs peuvent donc seuls convenir dans la gamme de températures envisagée.

I - LES PYROMETRES OPTIQUES.

A - Pyromètre à radiation totale.

Une enceinte fermée peut être assimilée à un corps noir, corps idéal qui absorbe toutes les radiations qu'il reçoit. La quantité d'énergie rayonnée e_{oT} , par unité de surface du corps noir, dans toutes les directions, est proportionnelle à la puissance quatrième de sa température absolue.

$$e_{oT} = \epsilon_o \cdot T^4 \quad \epsilon_o : \text{coefficient de rayonnement du corps noir}$$

$$e_{oT} = 4,9 \left(\frac{T}{100} \right)^4 \quad T : \text{température en degré Kelvin}$$

Il est alors possible de mesurer la fraction d'énergie rayonnée dans un angle solide donné et d'en déduire la température de l'enceinte.

Pour cela, on concentre le rayonnement émis par une source sur un ou plusieurs thermocouples placés au foyer d'un système optique. Les thermocouples s'échauffent et développent une f.e.m. qu'il est possible de relier à la température absolue de la source :

L'énergie reçue par le thermocouple est de la forme :

$$Q = \frac{e_{oT}}{\pi} \nabla \frac{S}{d^2} \quad S : \text{surface utile de la lentille}$$

d : distance source-lentille

$$Q = \frac{e_{oT}}{\pi} S \frac{\nabla'}{d'^2} \quad \nabla : \text{surface utile de la source}$$

∇' : surface des couples

$$Q = \frac{\epsilon_o}{\pi} \frac{\nabla'}{d'^2} S T^4 \quad d' : \text{distance lentilles-couples}$$

$$Q = K \nabla' T^4$$

La température t des thermocouples est alors donnée par :

$$k t^4 = 2 (\alpha + r) (t - \theta)$$

θ : température ambiante
 α : coefficient de convection
 r : coefficient de rayonnement

d'où $t = f(r, \alpha, \theta, T)$

On s'arrange pour que α , r et θ soient constants, t ne dépend alors plus que de la température inconnue du corps noir T .

L'enceinte n'étant pas un corps noir parfait, son pouvoir absorbant a_T est inférieur à 1. Il est donc nécessaire d'effectuer une correction qui, pour $a_T = 0,8$, peut atteindre 100° pour une température de 1100°C. Il est évident que, suivant l'arrangement intérieur de l'enceinte, on peut avoir des variations du pouvoir absorbant qui nécessiteront un réétalonnage.

Nous voyons donc que l'utilisation d'un tel dispositif permet de n'avoir aucune liaison électrique entre l'enceinte et le capteur, évitant ainsi l'apparition de f.e.m. induites dans ce dernier. Par contre, elle nécessite une détermination précise et fréquente du pouvoir absorbant, un trou de visée de surface non négligeable (de l'ordre de 5 cm²) et parfois un refroidissement de la lunette. Moyennant ces précautions, on ne peut espérer atteindre une précision supérieure à 1 %. Ce pyromètre reste cependant intéressant dans les cas particuliers suivants :

- 1) Corps noir difficilement accessible ou en mouvement
- 2) Température au-dessus du domaine d'emploi des thermocouples
- 3) Atmosphère corrosive
- 4) Dispositif expérimental ne supportant pas la présence d'un autre capteur.

B - Pyromètre à radiation monochromatique, à cellule photoélectrique.

Le principe de cet appareil repose sur la mesure de l'énergie émise par le corps visé, à la température absolue T, dans une bande de longueur d'onde très étroite.

Pratiquement, cette énergie est captée par une cellule photoélectrique dont la cathode émet un courant i proportionnel à l'intensité des radiations incidentes.

L'énergie W reçue de la source est de la forme $K e_{\lambda T}$. Elle correspond à l'énergie que rayonnerait un corps noir à une température B telle que

$$W = K e_{\lambda T} = K e_{\lambda o B} = K a_{\lambda T} e_{o \lambda T}$$

$a_{\lambda T}$: pouvoir émissif relatif du corps noir
 $K e_{o \lambda T}$: énergie émise par le corps noir à la température T dans la bande de longueur d'onde ($\lambda, \lambda + d\lambda$)

D'après la loi de Wien, on a :

$$e_{o \lambda B} = c_1 \lambda^{-5} \cdot e^{-\frac{c_2}{\lambda B}}$$

$$e_{o \lambda T} = c_1 \lambda^{-5} \cdot e^{-\frac{c_2}{\lambda T}}$$

$$a_{\lambda T} = \frac{e_{o \lambda B}}{e_{o \lambda T}} = e^{\frac{c_2}{\lambda} \left(\frac{1}{B} - \frac{1}{T} \right)}$$

$$\boxed{\frac{1}{T} = \frac{1}{B} + \frac{1}{c_2} \log_e a_{\lambda T}}$$

Le terme correctif $\frac{\log_e a_{AT}}{C_2}$ est bien plus faible que celui que l'on aurait avec un pyromètre à radiation totale visant le même corps. Une erreur d'évaluation du pouvoir émissif est donc moins importante et il n'y a pas lieu d'effectuer une correction d'étalonnage très précise lorsque l'on change la nature du corps visé.

D'autre part les cellules photoélectriques étant très sensibles, on peut obtenir une précision de $\pm 1,5^\circ\text{C}$ entre 800 et 1500°C . Ce pyromètre ayant également un temps de réponse très court, des régulations précises de températures sont réalisables.

Par contre, ici encore, le diamètre de la source doit être relativement important (quelques centimètres carrés). De plus, la mise en place de l'appareillage ainsi que les circuits annexes (de mesure et alimentation) sont assez complexes.

Enfin les pyromètres optiques présentent deux inconvénients graves :

- D'une part, la métallisation des lentilles du dispositif optique du pyromètre par vaporisation de l'élément chauffant.
- D'autre part, l'absorption du rayonnement infrarouge par des gaz tels que CO_2 ou H_2O éventuellement présents dans l'enceinte.

Ces inconvénients ne peuvent être évités dans les fours à atmosphère non contrôlée.

II - LES PYROMETRES A DILATATION.

Ils sont constitués par un tube et un barreau concentriques soudés à une extrémité et de coefficient de dilatation très différent. Quand la température

augmente, l'extrémité libre du barreau se déplace par rapport au tube solidaire du corps de l'appareil. Elle actionne, après amplification par un levier, un microcontact commandant le chauffage du four.

Ces appareils sont fidèles grâce à l'emploi d'alliages spéciaux. Pour un barreau de platine de 60 cm, l'allongement à 1000°C sera de l'ordre de 0,5 cm. On peut obtenir ainsi une excellente stabilité (de l'ordre du °C), mais le temps de réponse est assez long et c'est uniquement la valeur moyenne de la température dans l'enceinte que l'on peut régler.

III - LES THERMOCOUPLES.

Le choix d'un thermocouple (8) est déterminé par :

- Le domaine de température à repérer.
- Sa sensibilité.
- Sa stabilité et sa résistance à la corrosion dans les conditions d'utilisation.
- Sa fidélité et son interchangeabilité.
- La simplicité de la courbe d'étalonnage donnant la f.e.m. en fonction de la température.

Le couple de Le Châtelier (Pt-Pt Rh 10 %) semble réaliser le plus aisément ces diverses conditions :

- Sa limite supérieure d'emploi est de 1720°C.
- Sa sensibilité est de l'ordre de 10 μ V par °C aux environs de 800°C.

C'est la plus élevée que l'on puisse obtenir avec des alliages de platine.

- Par contre, sa stabilité devient relativement médiocre à partir de 1300°C. En effet, le platine s'évapore puis se recristallise, modifiant ainsi la composition

de l'alliage platine-rhodium. De tels cristaux sont d'ailleurs visibles sur les pa-
rois métalliques. Cet effet est minimisé par la présence d'une gaine d'alumine à l'in-
térieur de laquelle règne une atmosphère confinée. Cette gaine diminue également l'é-
change de rhodium par la phase gazeuse. Si on ajoute 0,01 % de rhodium à l'élément de
platine la f.e.m. du couple à 1200°C diminue de 150 μ V. Enfin, il existe une diffu-
sion des métaux à travers la jonction et la composition des fils varie au voisinage
de la soudure chaude qui n'est plus ponctuelle. Toute cette région doit donc être à
la même température pour éviter une diminution de la sensibilité du thermocouple. La
résistance à la corrosion (9) est en général très satisfaisante pour les diverses
atmosphères rencontrées.

Par contre, la contamination par des traces de silice, étain ou plomb, est
préjudiciable à la durée de vie de ces éléments.

Le remplacement du platine pur dans le premier élément du couple Le Châtelier
par un alliage de platine et de rhodium permet de diminuer ces inconvénients pour
plusieurs raisons :

- Le point de fusion du platine est 1769°C, celui du rhodium de 1960°C.
- Les alliages de platine et de rhodium sont moins altérables et moins sen-
sibles aux contaminations.
- La volatilité du platine dans l'air est supérieure à celle du rhodium et
la diffusion du platine et du rhodium dans la jonction est moins marquée.

Ces thermocouples utilisés entre 1300 et 1800°C présentent l'inconvénient d'être
moins sensibles que le couple Le Châtelier. De plus, l'erreur absolue sur la tem-
pérature mesurée est de l'ordre de $\pm 4^\circ\text{C}$ au lieu de $\pm 2^\circ\text{C}$ pour le couple Le Châtelier (8).

Dans le domaine s'étendant jusqu'à 1600°C, nous utiliserons donc de préférence
ce dernier en prenant soin d'en changer assez fréquemment.

CHAPITRE III

L'AMPLIFICATEUR DE LA CHAÎNE D'ASSERVISSEMENT

I - PERFORMANCES DE L'AMPLIFICATEUR.

Considérons le bloc diagramme suivant :

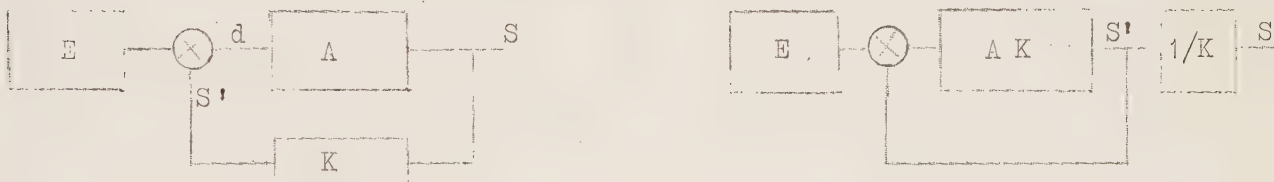


Fig. III₁

Soient

E l'amplitude du signal fourni par le capteur

S le signal de sortie

A le gain propre de l'amplificateur

K le gain de la boucle d'asservissement

Si G est le gain global du système bouclé on démontre que :

$$G = \frac{A}{1 + AK} = \frac{1}{\frac{1}{A} + K}$$

$$\text{Si } \frac{1}{A} \ll K \text{ il vient } G \neq \frac{1}{K} \quad (1)$$

$$\boxed{\frac{dG}{G} = \frac{dK}{K}} \quad (2)$$

On voit qu'une variation aléatoire $\frac{dK}{K}$ de l'amplificateur de la chaîne de retour se traduit par une variation relative identique de la grandeur asservie.

Par contre cette grandeur de sortie est pratiquement indépendante des variations du gain propre de l'amplificateur de la chaîne directe, tant que la condition $KA \gg 1$ est réalisée.

Pour améliorer les performances du système asservi, il conviendra donc de constituer une chaîne de retour réalisant les conditions suivantes :

- 1 - le produit KA doit être bien supérieur à l'unité.
- 2 - le gain K de la chaîne d'asservissement doit être suffisamment grand pour amener le signal provenant du thermocouple à un niveau permettant la comparaison avec la tension programmée.
- 3 - Le gain K doit être rigoureusement constant. Par suite de la saturation de l'amplificateur cette condition n'est réalisable que si le niveau de sortie n'excède jamais 20 volts.

Pour réaliser les conditions 1 et 2 on pourrait donner des valeurs faibles à A et à $\frac{1}{K}$. La condition 3 et les remarques faites précédemment montrent toutefois qu'il est préférable de ne pas choisir une valeur trop élevée pour K .

D'autre part, et compte tenu des écarts de température tolérés, la relation 2 montre que la dérive ramenée à l'entrée de la chaîne d'asservissement doit être inférieure à $10 \mu V$ sur 24 H même lors de variations importantes de la température ambiante.

II - ETUDE DE LA DERIVE DES AMPLIFICATEURS CONTINUS (11).

Pour simplifier, on étudiera d'abord les causes de fluctuations du signal de sortie pour une tension d'entrée nulle, c'est-à-dire les causes d'instabilité du zéro de l'amplificateur. Cette dérive provient principalement des variations de l'amplitude moyenne du bruit de fond dont les origines sont diverses :

A - Effet Johnson et Schottky.

L'effet Johnson correspond à l'apparition, aux bornes d'une résistance, d'une f.e.m. d'origine thermique.

Son amplitude donnée par la relation

$$E^2 = 4 k T R \Delta F$$

où T = Température absolue de la résistance

k = Constante de Boltzmann = $1,37 \cdot 10^{-23}$

R = Résistance du conducteur

F = Largeur de bande passante occupée par
le signal qui traverse le conducteur,

peut être diminuée en limitant la bande du signal à quelques hertz.

Ainsi, pour une résistance d'entrée de $100 \text{ K}\Omega$ et une largeur de bande de 4 Hz , la f.e.m. obtenue à la température ambiante est de l'ordre de $0,1 \mu\text{V}$.

La résistance équivalente de souffle du tube électronique est bien inférieure à $100 \text{ K}\Omega$ et peut, de toutes façons, être réduite par l'emploi d'un transformateur d'entrée élévateur. Ainsi les effets Johnson et Schottky peuvent être ici négligés.

B - Dérives dues aux effets thermoélectriques.

Les f.c.m. thermoélectriques apparaissant dans le circuit d'entrée sont les plus gênantes des perturbations d'origine thermique. Il y a seulement deux méthodes pour les réduire :

- 1) Utiliser pour toutes les jonctions de ce circuit des métaux donnant la plus faible puissance thermoélectrique.
- 2) Minimiser les différences de température entre les jonctions thermoélectriques correspondantes.

Puisque la plupart des conducteurs sont en cuivre, en particulier les enroulements du transformateur d'entrée, les autres matériaux seront choisis de façon à ce qu'ils s'assemblent le mieux possible avec le cuivre. Dans les cas où cela n'est pas possible (liaison platine-cuivre par exemple) on soignera particulièrement la jonction mécanique. Pour réaliser les soudures indispensables, des alliages spéciaux présentant avec le cuivre une f.c.m. de $0,001 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ au lieu de $0,022$ doivent être utilisés (12).

Enfin dans le cas de modulateurs mécaniques on constate un échauffement des contacts vibrants, par suite de chocs et frottements. Il y a donc lieu de soigner particulièrement les liaisons avec cet appareil.

Pour minimiser les différences de température entre les jonctions il est préférable de rapprocher les jonctions complémentaires et de les enfermer, dans la mesure du possible, à l'intérieur d'une même enceinte. La ventilation de l'amplificateur pourra contribuer à une égalisation des températures. En dernier lieu il faut veiller au raccordement avec la source de tension continue dont la température est souvent différente de celle de l'amplificateur.

C - Dérives dues aux effets électromagnétiques.

Ces sources de bruit sont souvent les plus difficiles à localiser. Il y a donc lieu de blinder, électriquement et magnétiquement, tous les éléments pouvant rayonner ou capter un rayonnement. En particulier les blindages du transformateur d'entrée et les bobines de commande des vibreurs doivent être particulièrement soignés. Les vibreurs doubleurs de fréquence présentent l'avantage de fournir une tension modulée à une fréquence double de celle d'entraînement. Le bruit produit par celle-ci peut être alors aisément éliminé. De même, la fréquence de travail du modulateur devra être choisie différente de celle du réseau d'alimentation de l'amplificateur et du four.

Enfin on diminuera l'effet des boucles de masse en reliant en un même point la masse du capteur de l'amplificateur et celle de sa charge.

D - Dérives d'origine mécanique.

Une dernière cause de dérive peut provenir de la création de f.e.m. induites par effet microphonique. Les premiers tubes devront être spécialement conçus pour être peu sensibles à cet effet et la fixation des choppers électromécaniques sera particulièrement soignée.

III - LA CONTRE-REACTION DANS LES AMPLIFICATEURS A COURANT CONTINU.

Le paragraphe précédent a mis en évidence les différentes causes de dérive du zéro d'un amplificateur.

Lorsqu'une tension constante est appliquée à l'entrée de cet appareil une nouvelle dérive de la tension de sortie peut être créée par le vieillissement des

tubes, les variations de température, et différents autres facteurs qui font varier le le gain de l'amplificateur alternatif.

Une contre-réaction globale (figure III₂) ramenant une fraction de la tension continue de sortie à l'entrée, peut réduire cette dérive du gain dans de fortes proportions (13).

En effet, la contre-réaction permet de rendre le gain $\frac{S}{E}$ voisin de $\frac{1}{B}$ et par conséquent indépendant de A et de ses dérivées.



Fig. III₂

De plus elle augmente l'impédance d'entrée dans le rapport $\frac{1}{1 + AB}$ et diminue celle de sortie dans la même proportion.

Toutefois, la contre-réaction est généralement réalisée en réinjectant une tension en série avec le signal d'entrée. Il en résulte une complexité accrue de ce circuit qui produit une augmentation du bruit de fond. Cette augmentation ne peut être réduite totalement par la contre-réaction, puisque le circuit n'est pas entièrement inclus dans la boucle fermée.

En conclusion, il semble qu'une contre-réaction s'impose pour diminuer la dérive du gain mais elle ne peut qu'aggraver les dérives de zéro. Un compromis est donc à réaliser entre bruit de fond et stabilité du gain.

IV - AMPLIFICATEUR A ONDE PORTEUSE.

Le signal à amplifier est d'un niveau faible et lentement variable. Un amplificateur à liaison directe serait sujet à des dérives dont la forme serait voisine de celle du signal d'entrée.

Pour séparer ces deux signaux, Gunn imagina de moduler le signal utile à une fréquence élevée. Il est alors possible en limitant la bande passante autour de cette porteuse d'éliminer les variations lentes dues au bruit de fond à très basse fréquence de l'amplificateur. Après détection un filtre passe-bas permet en fin d'éliminer le bruit de fond aux fréquences voisines de la porteuse.

La limitation de la bande passante permet de ne considérer que la composante fondamentale ω_p du signal modulateur. Si le signal modulé est de la forme $E \cos \Omega t$ la tension à amplifier aura pour expression :

$$\begin{aligned} e(t) &= E \cos \Omega t \cdot \cos \omega_p t \\ &= \frac{1}{2} E \cos (\omega_p + \Omega) t + \cos (\omega_p - \Omega) t \end{aligned}$$

Ceci montre la présence de deux pulsations principales $(\omega_p + \Omega)$ et $(\omega_p - \Omega)$. La largeur de bande passante de l'amplificateur doit donc être égale à 2 fois la fréquence la plus haute à amplifier, et cela en tenant compte de la contre-réaction.

V - CHOIX DE LA FREQUENCE F DE LA PORTEUSE.

Ce choix est particulièrement délicat (14). En effet il influe sur :

- le bruit de fond
- la durée de vie du modulateur
- la stabilité du gain.

Il est nécessaire que la modulation de la porteuse par des signaux parasites n'augmente pas le bruit de fond. Ces parasites peuvent s'introduire soit dans le circuit d'entrée, soit dans les étages amplificateurs. Les plus importants

sont à la fréquence de la tension d'alimentation (50 Hz). Deux cas sont à considérer :

a) Signaux introduits dans le circuit d'entrée :

la porteuse F est modulée par cette tension parasite de fréquence 50 Hz. Elle donne lieu à des signaux de fréquence $F + 50$ et $F - 50$.

b) Signaux introduits dans les étages amplificateurs :

il y a alors addition du signal porteur $A \cos 2\pi F t$ et du signal parasite $B \cos 2\pi 50 t$ donnant un signal de la forme :

$$e = 2 \cos 2\pi \left(\frac{F + 50}{2}\right)t \cdot \cos 2\pi \left(\frac{F - 50}{2}\right)t$$

Nous voyons que pour éliminer l'effet des premiers signaux parasites, les plus gênants puisqu'ils sont introduits à l'entrée, il faut choisir F voisin de la fréquence du réseau. Ainsi $F + 50$ et $F - 50$ seront des fréquences respectivement trop élevées et trop basses pour pouvoir traverser l'amplificateur accordé sur F .

Par contre les parasites introduits dans les étages amplificateurs seront parfaitement amplifiés et pourront même saturer les étages de sortie.

Dans les cas de modulateurs mécaniques, l'échauffement des contacts vibrants en créant des f.e.m. thermoélectriques, peut être une cause supplémentaire de bruit de fond. Cet échauffement augmente évidemment avec la fréquence et on a intérêt à la choisir relativement basse. Dans ces conditions la durée de vie des contacts est supérieure. De plus lorsque la fréquence augmente la précision du contact est moins bonne et des rebondissements peuvent avoir lieu.

Une dernière considération est relative à la stabilité du gain de l'amplificateur. En effet, si ce dernier est accordé sur la fréquence de modulation et si celle-ci vient à varier, il s'ensuit une variation du gain qui ne peut être compensée que par une contre-réaction très efficace. Lorsqu'il n'est pas aisé de réaliser un oscillateur très stable on peut alors avoir intérêt à utiliser la tension du réseau comme source alternative d'entraînement du chopper. La solution du doubleur de fréquence semble alors la plus convenable puisque le modulateur est entraîné à 50Hz et vibre à 100 Hz.

VI - CHOIX DU TYPE DE MODULATEUR.

1°) Modulateurs à contacts :

ils comportent une lame vibrante, ou un cadre oscillant, qui court-circuite, à chaque période, la source de tension continue ou qui inverse le sens de passage du courant dans un transformateur.

Ce contact est d'autant meilleur que la fréquence est faible mais un réglage très précis est nécessaire pour éviter les rebondissements et pour que les créneaux de tension aient une forme constante. L'oscillateur de commande doit en particulier être très stable.

D'autre part la résistance de contact n'est pas toujours négligeable. Elle est plus élevée pour les faibles niveaux et on doit utiliser de préférence des contacts en or bien que ceux-ci se détériorent vite.

2°) Modulateurs à photorésistances :

la tension continue à moduler est ici appliquée à un diviseur potentiométrique comportant une résistance et une photorésistance. Une lampe à néon éclaire cette der-

nière à la fréquence désirée. Sa valeur passe ainsi alternativement de quelques kilohms à quelques dizaines de kilohms. La tension prélevée à ses bornes varie dans les mêmes proportions.

De ce fait l'amplitude de cette tension alternative recueillie va dépendre de l'évolution des caractéristiques de la photorésistance. En particulier le vieillissement et les variations d'éclairement seront les causes de dérives importantes du gain de l'amplificateur.

En conséquence ce type de modulateur ne nous a pas permis d'équiper un appareil devant satisfaire à de strictes conditions de fidélité. Par contre son faible bruit de fond le fait désigner comme un excellent détecteur de zéro. Les récents progrès réalisés dans la technologie des semi-conducteurs photorésistants permettent toutefois d'envisager d'excellentes performances de ce type de modulateurs.

3°) Modulateurs divers(15).

Les découpeurs électroniques et les amplificateurs magnétiques présentent un bruit de fond et une dérive généralement trop importants pour notre utilisation. Les modulateurs à condensateur vibrant ou diélectrique sont d'un emploi moins aisé et présentent de fortes dérives.

REALISATION DE L'AMPLIFICATEUR.

I - CIRCUIT D'ENTREE - figure III₄.

Pour obtenir une bonne stabilité de l'amplificateur sélectif, nous avons choisi un vibreur piloté par une tension de 6,3 V - 50 Hz, obtenue à partir du réseau. Pour diminuer une éventuelle modulation parasite par le circuit de puissance, nous utilisons un vibreur doubleur de fréquence. Nous obtenons ainsi un signal haché à 100 Hz et facilement amplifiable.

Ce modulateur établit le passage du courant dans un transformateur élévateur (rapport 1/7) à point milieu. Les contacts sont du type "make before break" (M.B.B.) afin que le circuit primaire ne soit jamais coupé. Ceci évite les surtensions dues à sa forte self.

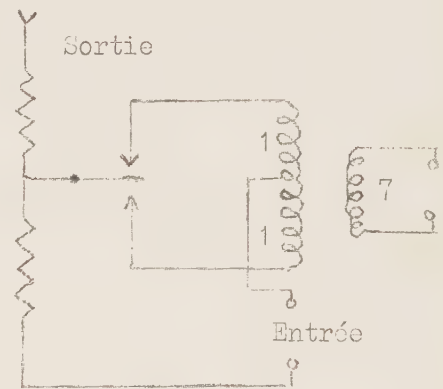


Fig. III₄

Ce transformateur est d'autre part particulièrement blindé électriquement et magnétiquement. La bande passante s'étend assez loin dans le domaine des basses fréquences pour ne pas introduire de déphasage sensible qui perturberait la détection.

II - L'AMPLIFICATEUR ALTERNATIF - figure III₃.

Les performances exigées de cet amplificateur sont : un bruit ramené à l'entrée négligeable devant le signal fourni par le transformateur, un gain élevé et une bande passante étroite. En effet, pour éviter tout risque d'oscillation cette bande doit être limitée du côté des hautes fréquences. Pour éliminer les dérives

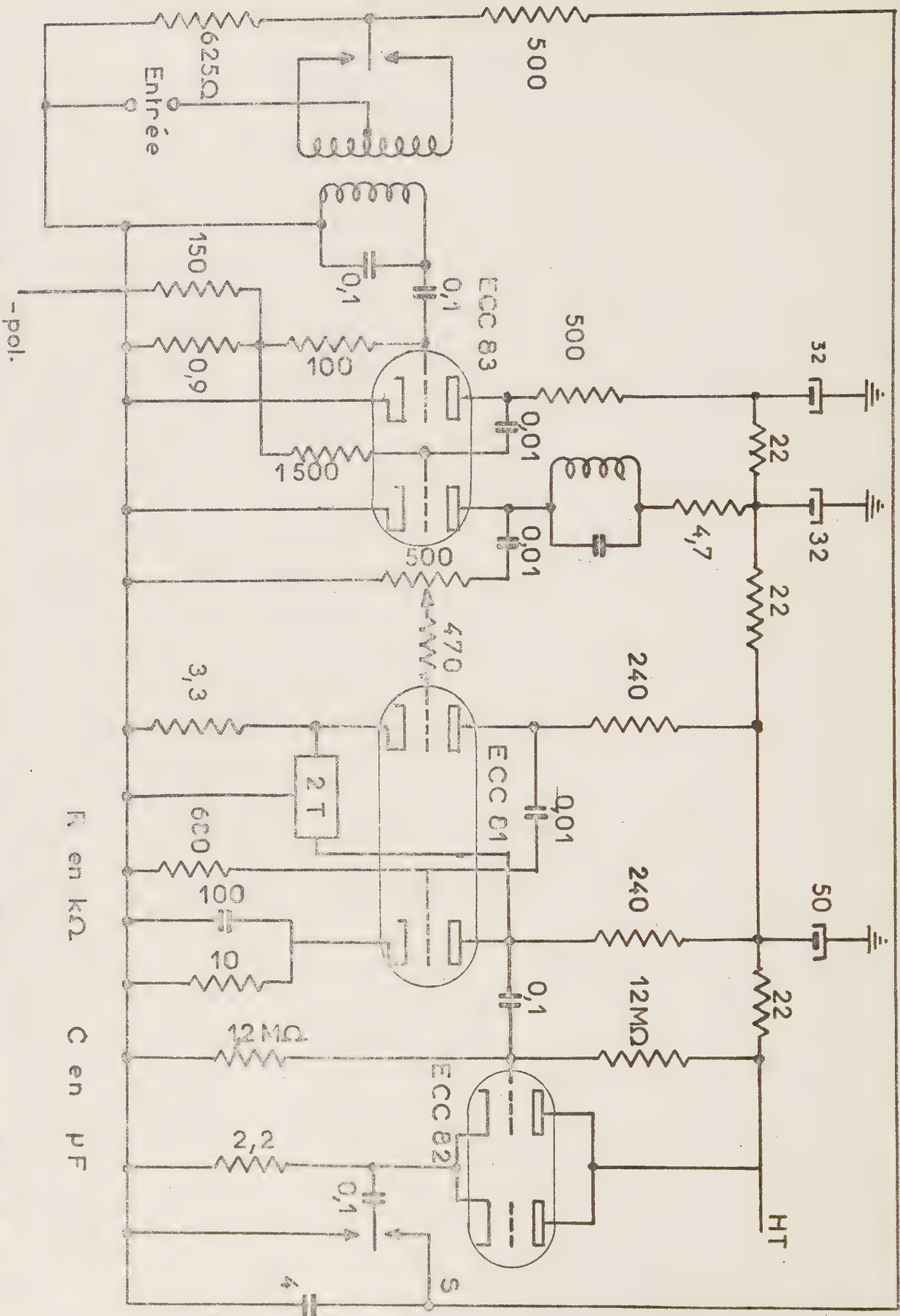


Fig. III-3 - AMPLIFICATEUR DE LA CHAÎNE D'ASSERVISSEMENT

et ronflements à 50 Hz qui risqueraient de saturer les étages de sortie, on exigera également une chute de gain très rapide côté basse fréquence.

Nous avons cherché particulièrement à diminuer le bruit de fond du premier étage. Nous avons d'abord remarqué que le bruit dû au courant filament-cathode interdit l'utilisation d'une polarisation classique par résistance de cathode. La solution de la grille flottante (15) (elle se polarise alors à la valeur qui ne donne pas de courant grille) est parfois utilisée mais conduit à un potentiel de grille qui met très longtemps à revenir à la valeur d'équilibre, après une surtension accidentelle.

Aussi avons-nous finalement opté pour une polarisation par une source de tension négative stabilisée et ajustable au tube utilisé. D'autre part la triode préamplificatrice est montée sur socle antimicrophonique et les vibrations des pièces mobiles (modulateur) sont elles-mêmes amorties par des supports souples.

L'anode de cette triode est découplée par un réseau RC ($22\text{ K}\Omega$, $32\text{ }\mu\text{F}$) que l'on a jugé préférable à un tube stabilisateur. Ce dernier introduisait en effet un bruit de fond important par suite des irrégularités de décharge dans le gaz. Pour rendre cet amplificateur sélectif, le 2ème étage a été accordé sur 100 Hz par un circuit LC fortement amorti ; les 3ème et 4ème étages comportent une contre-réaction sélective constitué par un filtre en double T accordé sur 100 Hz, fréquence pour laquelle il présente une impédance faible.

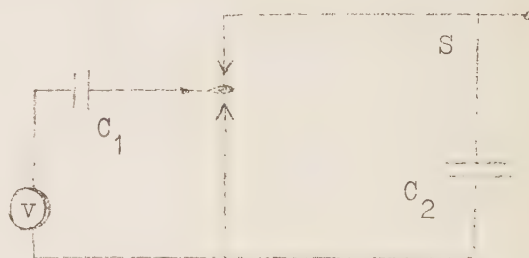
Le dernier étage est un adapteur d'impédance constitué par 2 triodes en parallèles permettant d'obtenir une impédance de sortie suffisamment basse pour attaquer le démodulateur, sans risquer toutefois de détériorer les contacts.

III - LA DEMODULATION.

Le démodulateur (figure III₅) est un vibreur, synchrone du modulateur. Ceci présente deux avantages :

- seuls les signaux à la fréquence de modulation seront détectés (en particulier les tensions induites par le réseau à 50 Hz auront une valeur moyenne détectée nulle),
- la détection sera sensible à la phase du signal d'entrée.

La capacité C_1 permet d'une part d'éliminer la composante continue, d'autre part de réaliser un doubleur de tension (elle se charge négativement lorsque la sortie est en court-circuit, puis se décharge dans C_2). Elle ne peut toutefois être choisie trop forte pour ne pas court-circuiter l'amplificateur.



v : tension à démoduler

Fig. III₅

IV - CONTRE-REACTION.

Le gain est stabilisé par une contre-réaction sur l'ensemble de l'amplificateur, de continu en continu. Elle tient compte ainsi du rendement de la détection. Pour diminuer les risques de pompage elle est apériodique. Le gain de l'amplificateur est alors sensiblement égal au rapport des résistances R_1 et R_2 qui est ici de 800 (figure III₄). Le gain en boucle ouverte de l'amplificateur étant de $160 \cdot 10^3$ nous voyons que le taux de contre-réaction est de 200. Une variation de 10 % du gain en boucle ouverte se traduit donc par une perturbation de 0,05 % à la sortie. Ceci permet d'obtenir une dérive très faible du gain. Mais la condition essentielle est

que le rapport des résistances de la chaîne de contre-réaction reste constant. Nous avons donc choisi des résistances du même type (à couche de carbone) de façon à ce que le vieillissement soit le plus identique possible et nous les avons placées l'une près de l'autre pour qu'elles soient à des températures voisines.

V - PERFORMANCES DE L'AMPLIFICATEUR.

L'amplificateur ainsi réalisé a les caractéristiques suivantes :

- impédance d'entrée $> 100 \text{ K}\Omega$
- impédance de sortie $1,6 \text{ K}\Omega$
- linéarité à 1 % jusqu'à 10 V
- dérive inférieure à $1 \mu\text{V/h}$ sur 20 heures
- bruit de fond instantané $5 \mu\text{V cc}$
- stabilité de $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ dans la gamme usuelle de 15°C à 35°C .

VI - TRANSISTORISATION DE CET AMPLIFICATEUR - figure III₆.

Afin de diminuer le bruit de fond de l'amplificateur et notamment d'abaisser considérablement la modulation du signal par les tensions parasites à 50 Hz, il a semblé utile de transistoriser l'amplificateur alternatif.

Les circuits de modulation et démodulation ont été conservés mais la fréquence de modulation est ici de 120 Hz. On peut alors se dispenser d'accorder l'amplificateur. Ceci diminue les risques d'oscillations et augmente la sûreté d'emploi.

L'amplificateur alternatif comporte 6 étages. Les deux premiers constituent un montage dit "Darlington" présentant une forte impédance d'entrée. Les trois suivants sont des étages amplificateurs classiques à liaison RC. Le dernier transistor

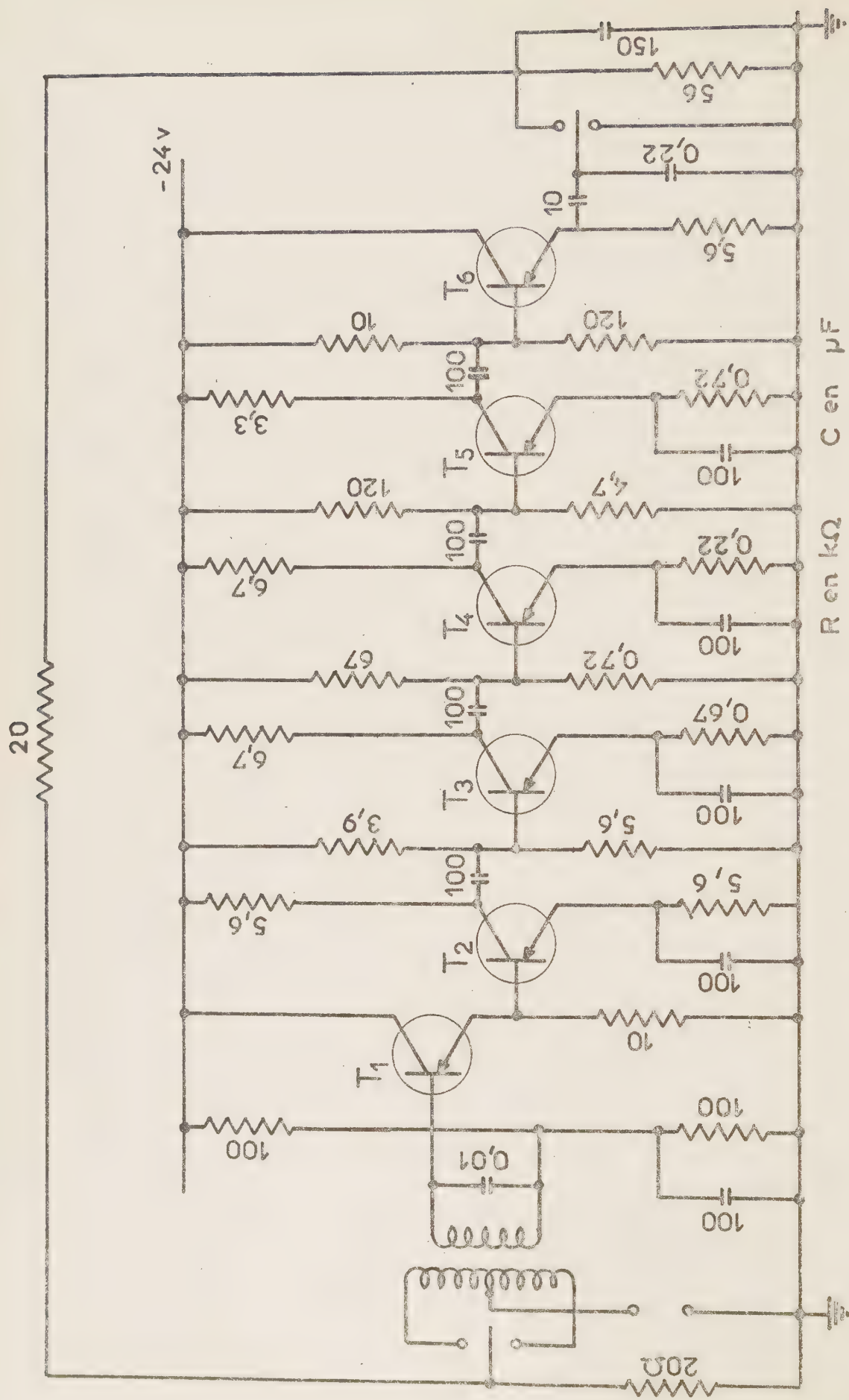


Fig-III-6 - AMPLIFICATEUR DE LA CHAÎNE D'ASSERVISSEMENT TRANSISTORISÉE

est monté en "emitter follower" de façon à abaisser l'impédance de sortie du montage avant la démodulation.

Le dispositif de contre-réaction adopté est le même que celui de l'amplificateur à tubes électroniques. Toutefois, il présente l'avantage d'être réalisé par des résistances plus faibles (niveau de bruit inférieur).

Les performances de cet amplificateur sont :

- impédance d'entrée $> 50 \text{ K } \Omega$
- impédance de sortie $< 1 \text{ K } \Omega$
- bruit de fond instantané $2 \mu\text{V}$ crête
- dérive, à température constante, inférieure à $0,5 \mu\text{V/h}$.

La stabilité du gain de cet amplificateur, en cas de variation de la tension du réseau ou d'évolution de la température, est toutefois inférieure à celle de l'amplificateur précédemment décrit.

CHAPITRE IV

DETECTEUR ET AMPLIFICATEUR D'ECART

I - LE DETECTEUR D'ECART.

Le niveau des tensions à comparer est de l'ordre de quelques volts. Dans ce cas un simple dispositif additionneur à résistances semble convenir pour garantir une bonne stabilité et un faible bruit de fond.

Un choix correct des impédances permet de réduire au minimum l'affaiblissement et d'éviter une réaction trop importante d'une source sur l'autre. Considérons en effet le schéma de la figure IV₁ où r_{S1} et r_{S2} sont les impédances des sources.

$$v_1 = (r_{S1} + r_1) i_1 + v$$

$$v_2 = (r_{S2} + r_2) i_2 + v$$

$$v = R (i_1 + i_2)$$

$$v = \frac{v_1 \cdot \frac{1}{r_1 + r_{S1}} + v_2 \cdot \frac{1}{r_2 + r_{S2}}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{r_1 + r_{S1}} + \frac{1}{r_2 + r_{S2}}}$$

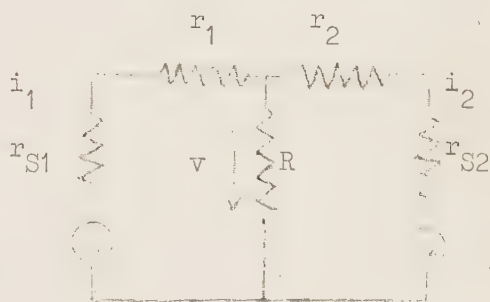


Fig. IV₁

Ce résultat montre qu'il faut choisir d'une part $r_1 \neq r_2 \gg r_{S1} \neq r_{S2}$ pour diminuer les réactions entre sources, d'autre part $r_1 \neq r_2 < R$, pour avoir le signal d'erreur le plus grand possible. Ceci conduit à prendre :

$$r_{S1} = 10 \text{ K } \Omega \quad r_1 = 180 \text{ K } \Omega \quad R = 360 \text{ K } \Omega$$

II - L'AMPLIFICATEUR D'ECART.

La tension d'erreur doit être amplifiée pour augmenter la précision du servomécanisme et réduire au maximum l'écart statique.

Une bonne stabilité du gain n'est pas requise dans la mesure où l'ensemble est suffisamment proche de l'asservissement idéal. La seule limitation de l'amplification sera alors le risque de "pompage".

L'amplificateur doit avoir une bande passante de 0 à quelques hertz. Il doit être sensible de plus à la polarité du signal d'entrée pour commander différemment le refroidissement ou le chauffage.

REALISATION - figure IV₂.

Un amplificateur à modulation et démodulation synchrones est nécessaire pour remplir ces conditions tout en ne présentant qu'une faible dérive. Deux moyens sont possibles pour délivrer le niveau de sortie élevé, indispensable à la commande du déclencheur de thyratrons solides.

a) Modulateur à 50 Hz, démodulateur en anneau (10) : ce circuit permet d'obtenir les niveaux de sortie les plus élevés, sous une faible impédance. La valeur de la fréquence de modulation est pratiquement imposée par la réalisation du démodulateur qui utilise en général une tension de référence dont la fréquence est de 50 Hz. Ceci entraîne un parasitage par le réseau.

b) Modulateur-démodulateur mécanique : pour opérer sur de forts niveaux, de tels dispositifs sont rares et leurs contacts démodulateurs ont une durée de vie relativement faible.

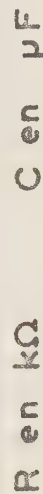


Fig. 4/2 — AMPLIFICATEUR D'ERREUR

Le chopper Philips choisi peut démoduler une tension crête de 85 V. Il est commandé par un oscillateur du type "à diapason" dont il est lui-même l'élément vibrant. Ceci assure une bonne stabilité de la fréquence. Le signal est modulé par ce même vibreur qui cumule les fonctions de modulation et de démodulation (figure IV₃).

Il passe alors dans un ensemble électronique comportant trois étages amplificateurs à bande étroite et un étage adapteur d'impédance. Une contre-réaction apériodique porte sur les 3 derniers étages et en stabilise le gain.

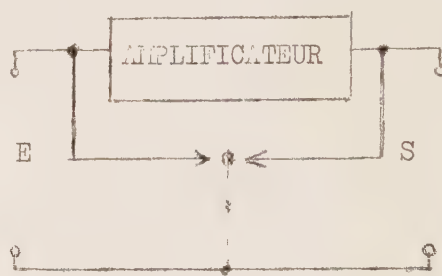


Fig. IV₃

Le signal démodulé est appliqué à un filtre passe-bas. Le choix des caractéristiques de ce dernier permet de régler la constante de temps de la partie électronique de l'asservissement.

Pour effectuer une détection crête, la liaison amplificateur-filtre est réalisée par une diode. Ceci est possible du fait que seules les tensions positives agissent sur le déclencheur de thyrode. Cette liaison permet sensiblement de doubler la valeur du signal continu de sortie.

Ainsi constitué cet amplificateur élève le niveau du signal d'erreur dans un rapport de 1 à 2000. Il peut délivrer une tension continue de 50 volts. Son filtre passe-bas constitue un réseau à retard de phase dont la constante de temps est de cinq secondes.

CHAPITRE V

CIRCUIT DE PUISSANCE

Les caractéristiques nominales de l'enceinte chauffante à programmer sont les suivantes :

Température maximum	:	$T_{MAX} = 1750^{\circ}C$
Puissance nominale	:	$P = 6 \text{ KW}$
Intensité efficace à T_{MAX}	:	$I = 30 \text{ A}$
Tension d'alimentation à T_{MAX}	:	$U = 150 \text{ V}$

L'élément chauffant est un ruban de platine rhodié à 20 %. Il présente dans les conditions nominales une résistance de 5Ω . A froid elle n'est plus que de $0,4 \Omega$. Cette variation de résistance, inévitable pour les fours à enroulement de platine, entraîne nécessairement un dispositif d'alimentation de l'enceinte plus complexe. Le prix de l'élément chauffant utilisé nécessite, de plus, que son fonctionnement soit extrêmement sûr et protégé. La source d'alimentation étant le réseau alternatif 50 Hz - 220 V, trois solutions pouvaient être envisagées :

1) Alimentation directe sous 220 volts avec limitation du courant par une résistance série de 4Ω : solution dont la réalisation est économique mais nécessitant un rhéostat volumineux. L'ensemble aurait un rendement déplorable : 10 % aux basses températures, 50 % aux valeurs nominales. La puissance consommée par l'ensemble serait respectivement de 11 et de 6 KW.

2) Alimentation par transformateur abaisseur 220-150 V. Le ruban de platine est alors protégé puisque sa température ne dépassera jamais sa valeur nominale. La vitesse de montée doit être commandée par des redresseurs contrôlés. Une résistance de protection est insérée dans le circuit tant que la valeur de crête de l'intensité peut être dangereuse pour les thyratrons solides. Pour les basses températures la puissance fournie au four est faible. La tension étant constante et égale à 150 V, l'angle de passage du courant commandé sera très petit. En conséquence il est indispensable de contrôler avec une grande précision de très faibles angles de passage ce qui est particulièrement délicat.

3) Alimentation par autotransformateur réglable. C'est le montage le plus sûr. L'opérateur élève la tension jusqu'à ce que la température atteigne le domaine d'utilisation (supérieur à 800°C environ). La tension peut alors être maintenue constante à une valeur qui déterminera le gain du servomécanisme en boucle ouverte.

Cette dernière solution a été adoptée et elle nous a conduit à étudier les systèmes de commande d'autotransformateur par redresseurs contrôlés au silicium.

I - ESSAIS DE COMMANDE D'UN AUTOTRANSFORMATEUR PAR DES REDRESSEURS CONTROLES AU SILICIUM.

Dispositif expérimental.

Des surtensions et des surintensités peuvent se produire lors de l'ouverture ou de la fermeture du circuit comportant des redresseurs contrôlés associés à un autotransformateur. Les montages de la figure V₁ ont été utilisés pour les mettre en évidence.

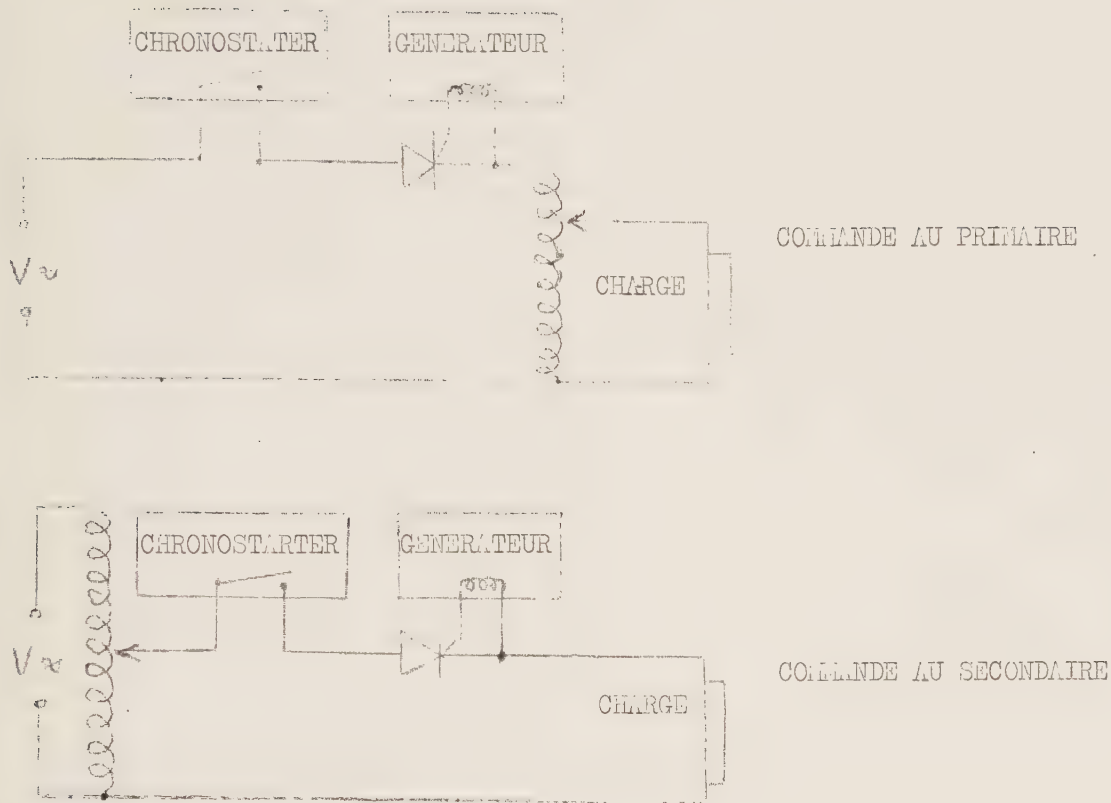


Fig. V₁

Un chronostarter permet de régler la phase d'ouverture ou de fermeture du circuit. Un générateur d'impulsions à phase variable décrit au paragraphe IV. règle l'angle de passage du courant.

A - Comande au primaire.

Cette comande présente l'avantage de laisser constante la valeur crête de la tension. Dans le cas de transformateur abaisseur elle permet d'utiliser des redresseurs contrôlés d'intensité nominale inférieure à celle apparaissant dans le circuit de charge.

a) Surintensité

Si pour une raison quelconque l'angle d'ouverture du redresseur contrôlé est bien plus grand pour une alternance que pour l'autre, il se crée une composante continue du courant qui ramène le point de fonctionnement du circuit magnétique dans un domaine saturé.

L'impédance du transformateur diminue et une surintensité se produit. Elle peut atteindre dix fois la valeur normale, dans le cas, le plus défavorable, d'un redressement monoalternance.

Lorsque la phase est de 0 ou 180° à la mise sous tension, une surintensité du même ordre de grandeur peut se produire par suite de la brusque variation de flux.

Ces deux types de surcharges peuvent être fatales au redresseur contrôlé.

b) Surtensions

On sait que, lorsque le redresseur contrôlé vient de conduire, il se comporte comme un court-circuit pour le courant inverse (17). A la fin de ce temps de recouvrement il se bloque. Cette brutale coupure du courant inverse produit une surtension qui s'ajoute à la tension inverse. Ceci est particulièrement sensible lorsque la self de fuite est importante.

B - Comande au secondaire

La comande au secondaire se fait à tension et intensité variables. Elle nécessite donc de hautes performances de la part du redresseur contrôlé. Elle semble cependant plus sûre :

a) Surtensions

Lors de la coupure du circuit primaire on observe une surtension aux bornes du secondaire lorsque celui-ci est ouvert ou lorsque le redresseur contrôlé est bloqué.

En effet, la variation brutale du flux traversant les enroulements produit une f.e.m. élevée (figure V₂).

Dans ces mêmes conditions une surtension peut se produire lors de la fermeture du primaire par suite du rebondissement du contacteur qui interrompt un court instant le circuit qui vient d'être fermé.

On tiendra compte de ce fait dans la détermination de l'ordre des opérations de mise en marche et d'arrêt de l'ensemble.

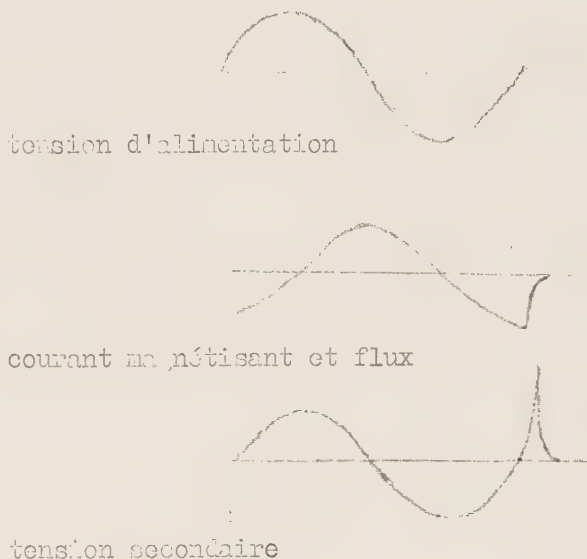


Fig. V₂

De plus, une simple capacité, disposée en parallèle sur le primaire, absorbe, lors d'une rupture éventuelle du circuit, l'énergie emmagasinée par les selfs de fuites.

La valeur de cette capacité est déterminée par la formule empirique (13)

$$C = \frac{V A}{31 f (V_{pk})^2}$$

VA : Puissance apparente du transformateur : 6 KVA

$$C = \frac{6 \cdot 10^3}{31 \cdot 50 \cdot (700)^2}$$

f : fréquence du réseau : 50 Hz

$$C = 8 \mu F$$

V_{pk} : Tension crête applicable au pont de redresseurs : 700 V

Remarque : L'énergie emmagasinée dans les selfs de fuites ne peut plus produire de surtension lors du blocage du redresseur contrôlé puisque celui-ci s'effectue lorsque le courant s'annule.

La commande au secondaire a donc finalement été préférée pour sa plus grande sûreté d'emploi.

II - DISPOSITION DES REDRESSEURS NON ROLES

Pour commander le passage du courant pendant les deux alternances, deux montages s'avèrent intéressants (figure V 3).

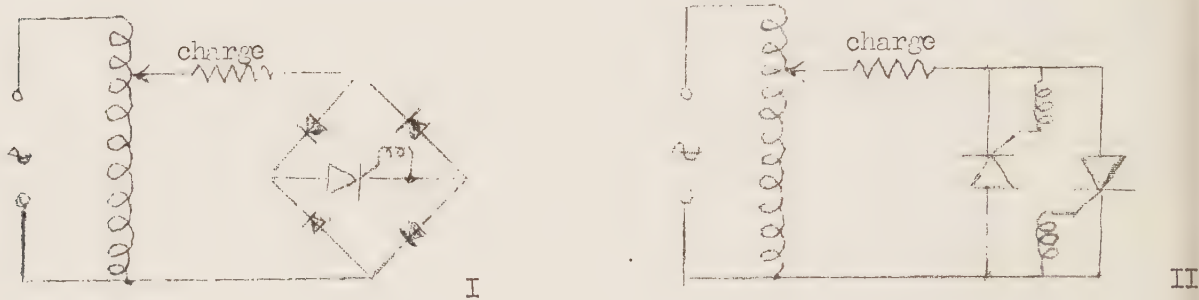


Fig. V₃

Montage type I :

Les deux redresseurs contrôlés sont montés "tête bêche". Les électrodes de commande reçoivent les impulsions de deux enroulements d'un même transformateur.

Ce montage nécessite un dispositif limitant l'amplitude des impulsions de commande des redresseurs contrôlés lorsque leur anode est négative. Cette protection est réalisée par une diode D_1 en série avec une résistance R_A . L'impédance interne du générateur d'impulsions étant R_g , l'affaiblissement obtenu est :

$$\frac{V}{V_{gM}} = 1 - \frac{R_g}{R_A + R_g} \times \left(\frac{V_A}{V_{gM}} + 1 \right)$$

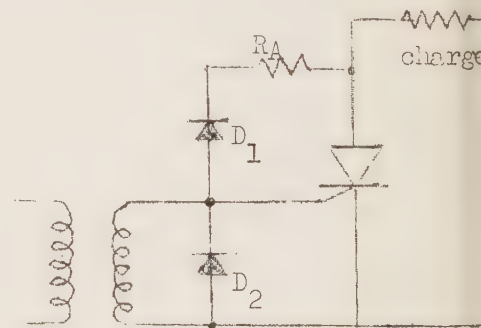


Fig. V₄

V : tension sur l'électrode de commande.

V_{gM} : amplitude des impulsions sans la protection.

V_A : tension anode cathode du thyatron.

Des abaques tracées à partir de cette formule permettent de déterminer la valeur de R_A . On trouve $R_A = 2200 \Omega$. On remarque que ce montage implique le passage, dans la charge, d'un faible courant inverse permanent, limité par R_A .

Montage type II

Le redresseur contrôlé est placé dans la diagonale d'un pont de quatre diodes. La charge se trouve en série avec ce pont. Elle est traversée par un courant alternatif qui ne passe que pendant les fractions d'alternances où le redresseur contrôlé est débloquent. Un générateur d'impulsions à liaison directe peut alors être utilisé pour commander les thyristors solides. Toutefois un transformateur d'isolement est préférable pour maintenir la masse du dispositif de commande à un potentiel constant.

Ce montage présente deux avantages :

- Il peut supporter des surtensions plus élevées puisqu'elles sont systématiquement réparties entre 3 semi-conducteurs. Il y a alors lieu de choisir des diodes dont la résistance inverse soit supérieure à celle du redresseur contrôlé et dont le temps de recouvrement soit inférieur.

- En cas de défaillance d'une diode, le montage continue à fonctionner en monoalternance. Si la charge avait été placée dans la diagonale du pont, la destruction de la 2ème diode et un court-circuit franc étaient inévitables.

Le montage est donc plus sûr que le précédent. Dans le domaine des puissances considérées, il est plus économique, car il permet de remplacer un redresseur contrôlé, forte tension, par quatre diodes basses tensions. De plus le redresseur contrôlé utilisé, pourra posséder une tension nominale inverse inférieure à la tension d'alimentation.

III - CHOIX ET MONTAGE DU REDRESSEUR CONTRÔLÉ

Compte tenu des caractéristiques de l'élément chauffant ($I_{\text{nom.}} : 60 \text{ A}$; $U_{\text{eff. nom.}} : 150 \text{ V}$) on prend pour redresseur contrôlé un 2N 1916 dont les caractéristiques nominales sont les suivantes :

$$I = 70 \text{ A Moyen} \qquad V = 400 \text{ Volts}$$

Cet élément est monté sur un radiateur à ailette ventilé. Le refroidissement dépend alors de trois résistances thermiques

Résistance	jonction boîtier	$R_{jc} = 0,4 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$
	boîtier radiateur	$R_{cs} = 0,2 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$
	radiateur air	$R_s = 0,4 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$

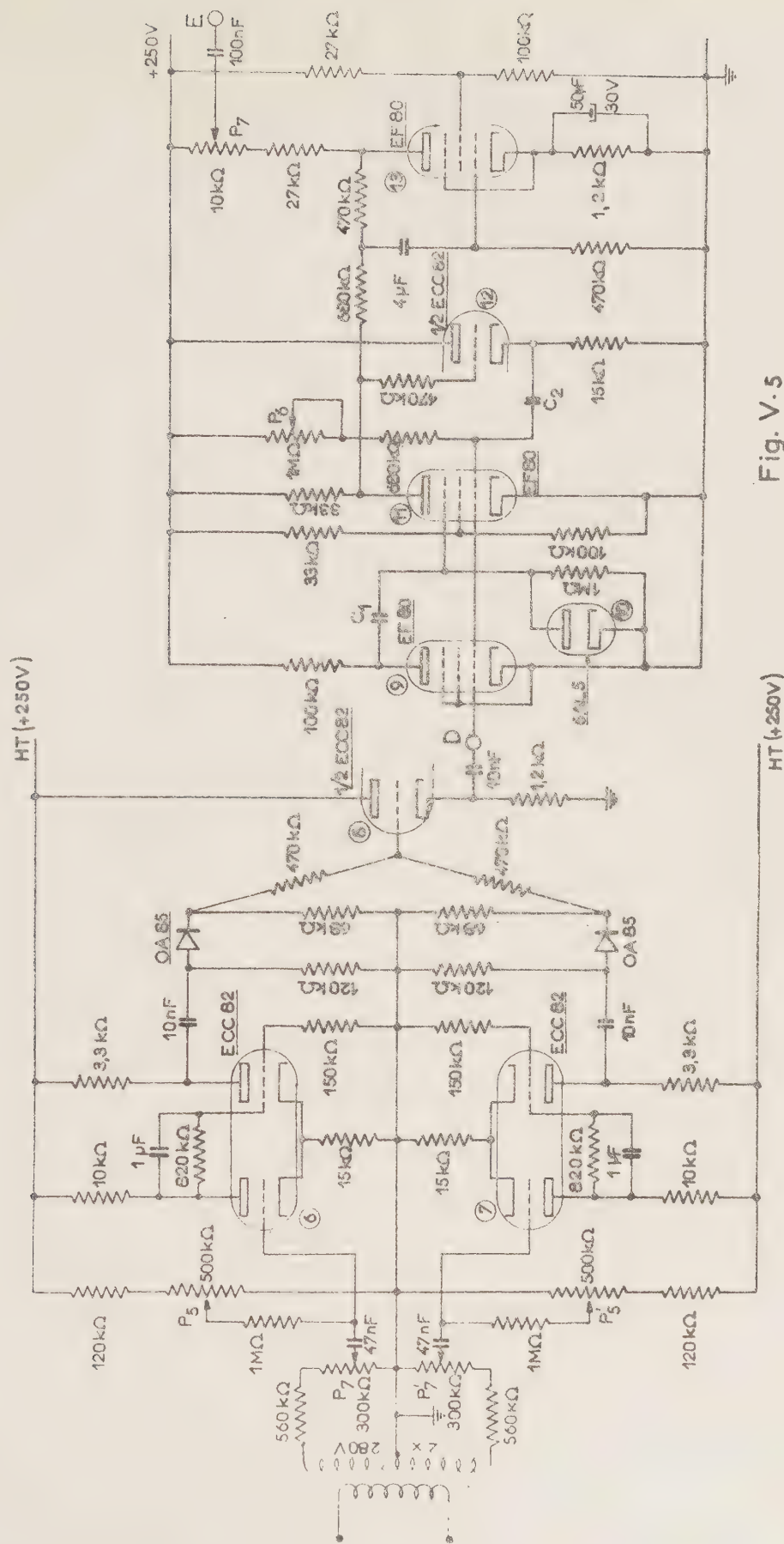
A la température ambiante θ_A de $25 \text{ } ^\circ\text{C}$, un échauffement maximum de 100° est toléré. La puissance moyenne que peut dissiper la jonction est alors :

$$P_m = \frac{\theta_{\text{max}} - \theta_A}{R_{jc} + R_{cs} + R_s} = 100 \text{ Watt}$$

Pour différents angles d'ouverture du redresseur contrôlé, les caractéristiques donnant la puissance dissipée en fonction du courant moyen permettent de déterminer ce dernier : pour un angle d'ouverture de 60° , il ne peut par exemple dépasser 50 A .

IV - DISPOSITIF DE COMMANDE DU REDRESSEUR CONTRÔLÉ

Ce dispositif consiste en un générateur produisant à chaque alternance une impulsion capable de déclencher le redresseur contrôlé, c'est-à-dire d'amplitude V_g au moins égale à 3 V sur une impédance $R_g = 40 \Omega$.



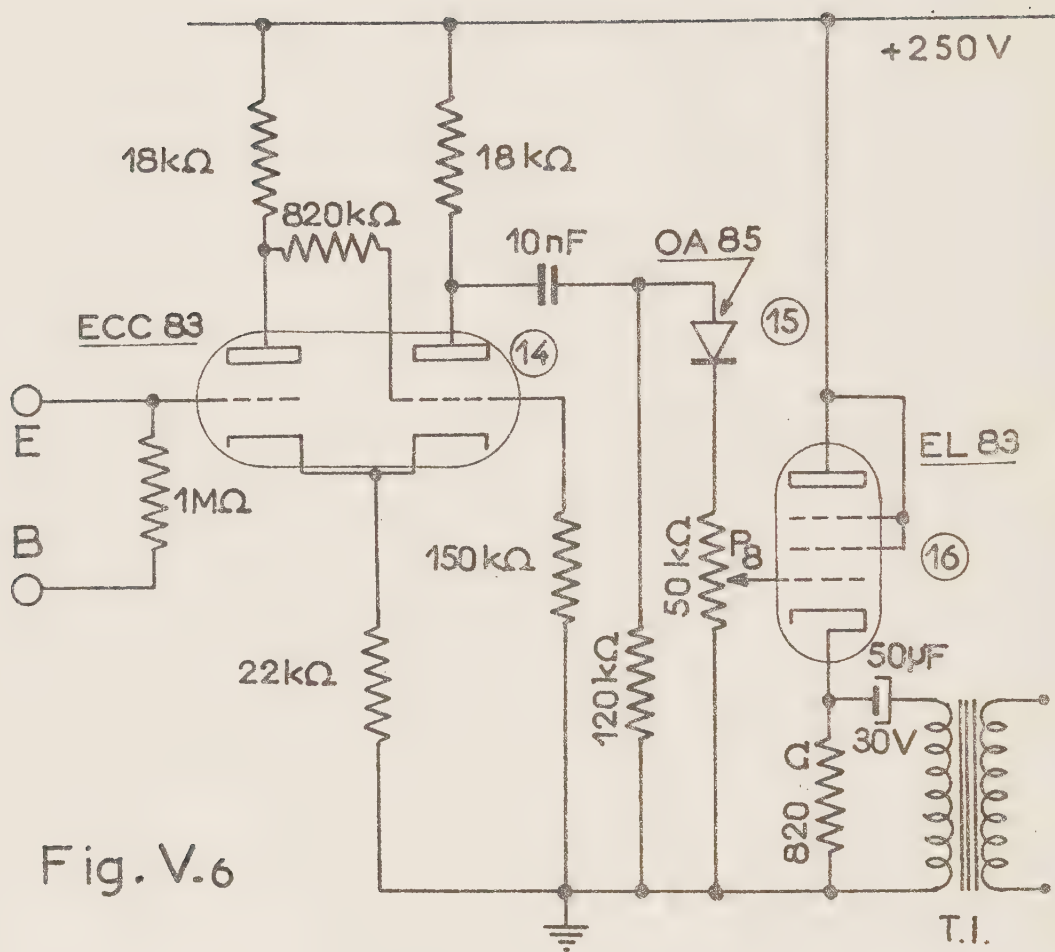


Fig. V.6

Le déphasage de ces impulsions par rapport à la tension d'alimentation du circuit de puissance est fonction de la tension d'erreur. Ce système de déclenchement doit être pour cela parfaitement synchronisé avec le réseau.

Deux dispositifs ont été étudiés et utilisés. Dans le premier (19) figures V 5 et V 6 les impulsions sont produites par dérivation des créneaux de sortie d'un trigger de Schmitt. La phase de déclenchement du trigger est déterminée par la valeur de la tension continue d'erreur superposée à une dent de scie de fréquence 100 Hz.

Le 2ème dispositif (figure V 7) utilise un transistor unijonction. Cet élément présente une très faible impédance entre émetteur et base I lorsque l'émetteur atteint un potentiel déterminé par :

$$V_E = \eta V_{B1 B2} + V_D$$

η : rapport intrinsèque indépendant de la polarisation et de la température.

V_D : tension de la diode équivalente à la jonction émetteur-base.

C'est le temps de charge de la capacité C qui détermine l'instant où l'émetteur atteint ce potentiel V_E , réglant ainsi la phase de l'impulsion. Cette vitesse de charge est déterminée par la tension continue d'erreur appliquée au circuit RC.

Etude comparée de ces deux montages

1 - Puissance des impulsions

Un étage adaptateur à charge cathodique permet d'abaisser l'impédance de sortie du montage à trigger. Elle demeure toutefois de 200 Ω environ et on doit

utiliser le transformateur d'isolement en abaisseur de tension. Les impulsions de 10 volts crête, à vide, suffisent alors pour assurer le déblocage des redresseurs contrôlés.

Le montage à transistor unijonction se comporte comme un court-circuit pour la capacité C lors du déclenchement. L'impédance de sortie est alors négligeable. Pour débloquer les redresseurs contrôlés il suffit que la valeur de la capacité soit telle, que l'énergie emmagasinée $\frac{1}{2} C V_e^2$ soit suffisante :

$$\frac{1}{2} C V_e^2 > \frac{V_g^2}{R_g} t$$

t : durée minimum de l'impulsion
(10^{-5} s.)

$$C > 2 \left(\frac{V_g}{V_e} \right)^2 \frac{t}{R_g}$$

V_g : hauteur minimum de l'impulsion

$$C > 30.000 \text{ pf}$$

2 - Réglage de la phase des impulsions

Dans le premier montage le trigger bascule lorsque la valeur instantanée de la tension en dent de scie, ajoutée à la tension continue, atteint le seuil du trigger. Pour une variation de la tension d'erreur égale à l'amplitude de la dent de scie, on obtient donc un déphasage de 0 à 180° de façon continue et linéaire. Cependant une variation du seuil aura le même effet et pourra provoquer une erreur systématique.

Au contraire, dans le dispositif à transistor unijonction, le 0 est parfaitement stable puisqu'il correspond à une tension nulle sur l'émetteur. Par contre l'amorçage pour de faibles angles d'ouverture est impossible (la tension d'alimentation est trop faible en fin d'alternance). De même, pour les forts angles de passage la capacité a peu de temps pour se charger. Une forte tension continue d'erreur est nécessaire pour réaliser des ouvertures de 160°. Cet inconvénient n'est pas trop

grave car le dispositif est plus sensible pour des angles de passage voisins de $\frac{\pi}{2}$: Dans ce domaine le gain en boucle ouverte est une fonction linéaire du déphasage.

3 - Synchronisation

La synchronisation du montage à "trigger de Schmitt" est réalisée par la tension en dent de scie. Celle-ci doit donc être elle-même parfaitement en phase avec le réseau. Ceci est réalisé par des impulsions à 100 Hz obtenues par dérivation du signal d'un bistable synchronisé par le réseau.

Dans le montage à transistor unijonction, la synchronisation est réalisée par le fait que la tension d'alimentation n'est pas filtrée. La capacité C se décharge donc systématiquement à chaque alternance, lorsque cette tension s'annule. Par contre, les signaux parasites du réseau peuvent arriver à déclencher le transistor unijonction.

Cette étude permet de constater que la grande précision du montage à trigger le fait désigner pour la régulation d'un ensemble sans chaîne d'asservissement possible. La simplicité du dispositif à transistor unijonction le rend très intéressant dans le cas d'un servomécanisme.

V - MONTAGE ET PROTECTION DU CIRCUIT DE PUISSANCE

Le montage du circuit de puissance est représentée figure V₈. Le secondaire de l'autotransformateur est relié à sa charge par un ensemble de protections comportant un disjoncteur magnétothermique, des fusibles spécialement adaptés à la protection des semiconducteurs et un relais de sécurité dont la fermeture dépend de la température de l'enceinte.

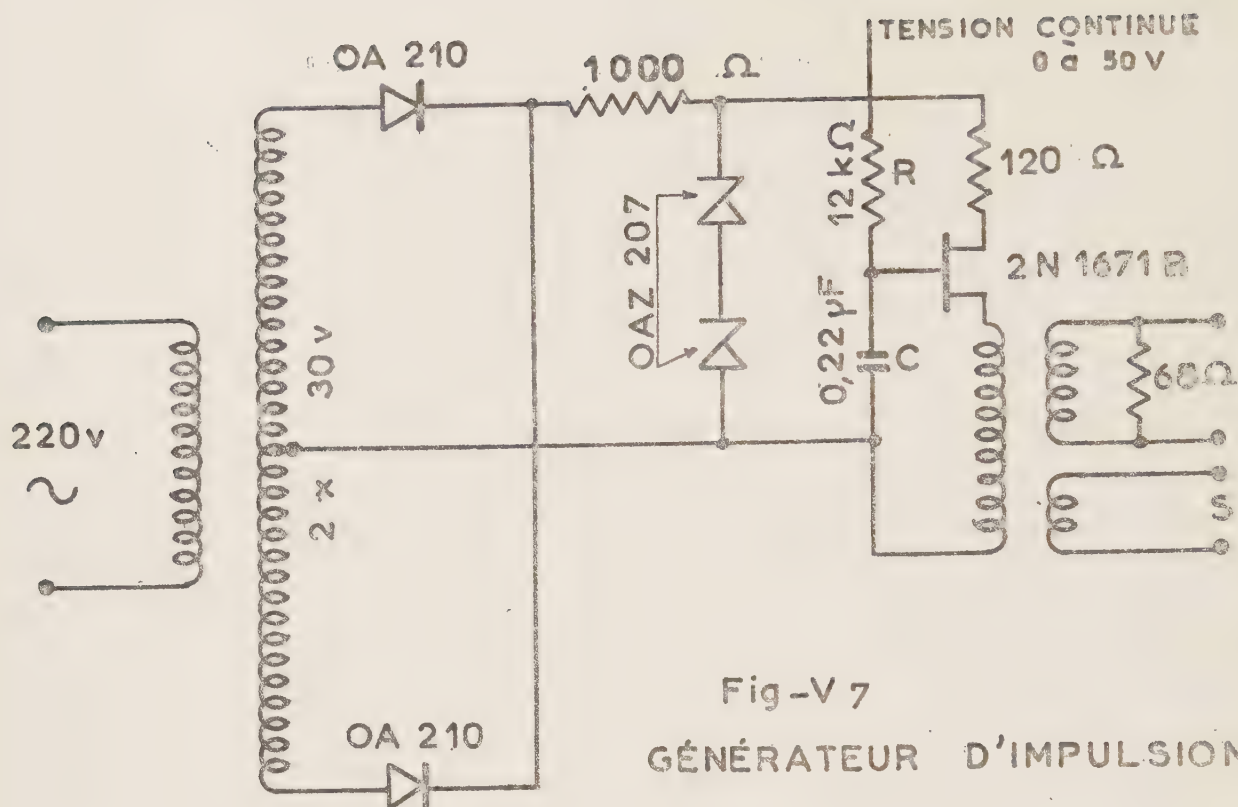


Fig - V 7
GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS

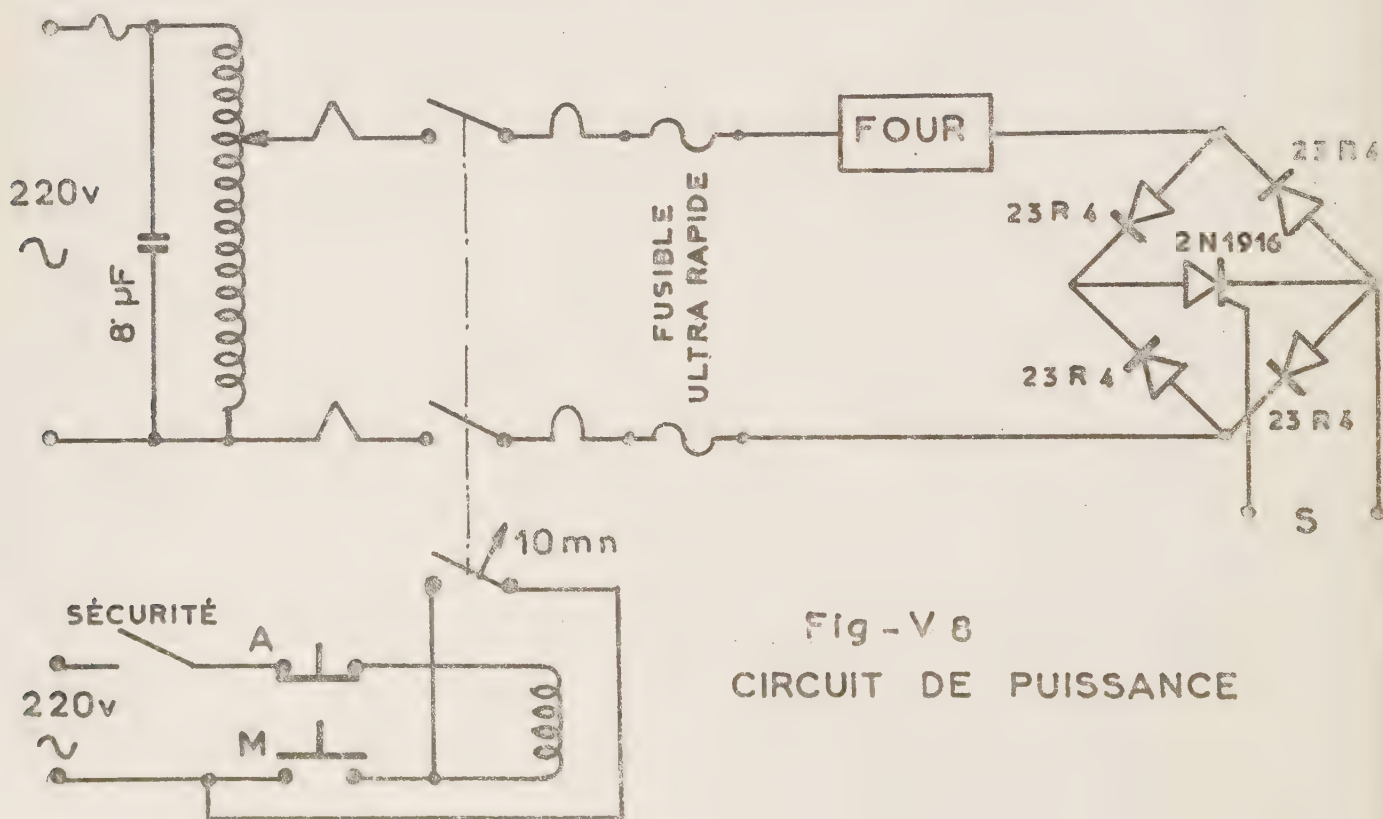


Fig - V 8
CIRCUIT DE PUISSANCE

A - Protection contre les fortes surintensités

Par suite de leur faible capacité thermique, les redresseurs contrôlés ne peuvent supporter de fortes surintensités que pendant un temps très court.

D'une façon générale c'est le produit $i_M^2 t$ (i_M valeur de la surintensité, t temps d'application) qui sera déterminant.

Dans le cas du 2 N 1916, $i_M^2 t = 4000$.

La figure V_9 représente les temps de fusion respectifs du redresseur

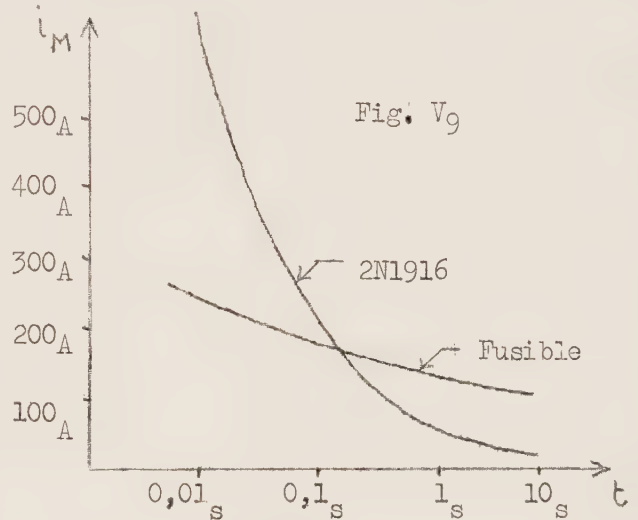
contrôlé (I) et du fusible type "très rapide" (CEHESS A 22 RV 40) (II). On a

admis pour le tracé de ces courbes

que le temps de préarc du fusible

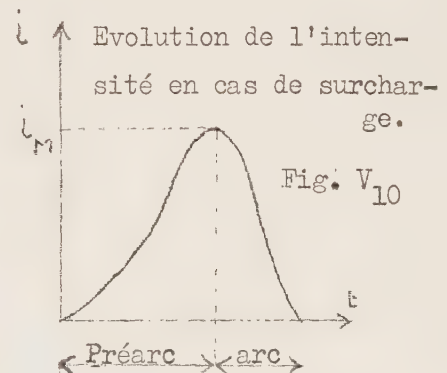
est égal au temps d'arc (figure V_{10}).

Pratiquement ce dernier est plus court puisque le fusible choisi est prévu pour des tensions de 500 V, supérieures à la tension d'utilisation. Moyennant cette approximation le graphe montre que le semiconducteur sera protégé pour les surintensités supérieures à 160 A.



B - Protection contre les faibles surcharges

Pour les valeurs inférieures des surintensités les disjoncteurs magnétiques, puis thermiques interviendront. Il serait en effet illusoire de compter seulement sur les fusibles pour assurer la protection contre les faibles surcharges puisque pour une intensité de 80 A, un délai d'une heure est nécessaire à la fusion de ces éléments.



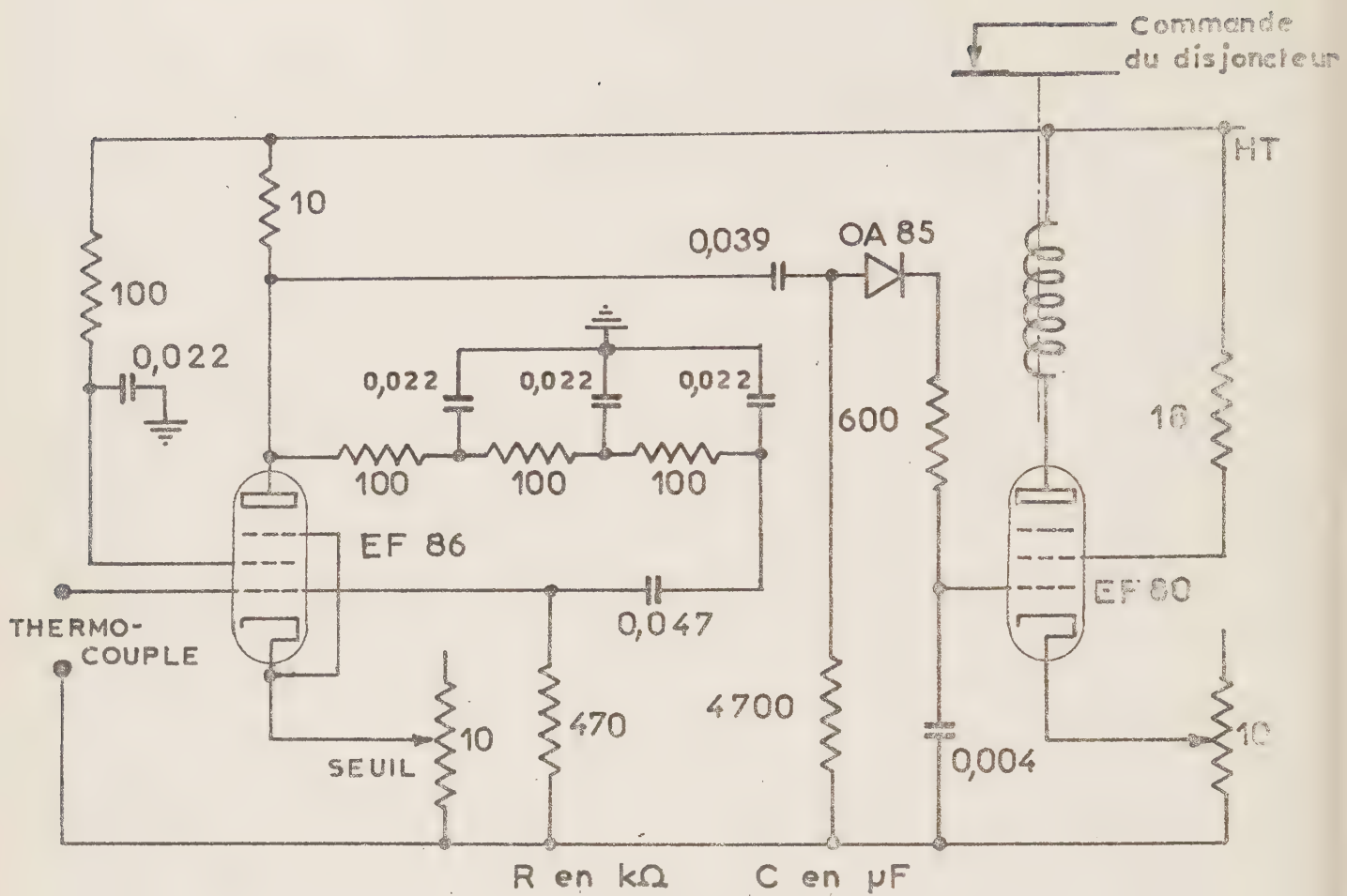


Fig- V 11 – SECURITE DE RUPTURE DU THERMOCOUPLE

C - Protection contre les élévations et diminutions incontrôlées de la température

Si, pour une raison quelconque, la température du four diminue sans que la tension délivrée par l'alternostat soit ramenée à une valeur suffisamment basse, une surintensité peut se produire lorsque le courant recommence à passer, puisque la résistance de l'élément chauffant est alors plus faible. Pour éviter cet inconvénient, l'indicateur de température est muni d'un palpeur qui coupe l'alimentation lorsque la température descend en dessous de la valeur affichée. En particulier, en cas de rupture du thermocouple de cet indicateur, l'arrêt immédiat de l'ensemble est ainsi réalisé. De plus, lorsque la température atteint une valeur trop élevée, un deuxième palpeur coupe également le chauffage.

Enfin l'ensemble est protégé contre la rupture du thermocouple de régulation par le dispositif représenté figure V₁₁ : un oscillateur du type "à réseau RC" est court circuité par ce thermocouple. En cas de rupture les oscillations détectées et amplifiées commandent un relais qui ouvre le circuit de puissance.

D - Protection contre les courtes interruptions de la tension du réseau

Une autre sécurité est réalisée par l'ouverture retardée de dix minutes du contacteur. Ainsi en cas de suppression de la tension du réseau pendant un laps de temps inférieur à dix minutes l'ensemble sera automatiquement remis en marche.

E - Protection contre les inductions parasites

Une dernière protection à réaliser est celle de l'ensemble électronique contre les inductions parasites. D'une façon générale chaque élément est monté dans des tiroirs mis à la terre et blindés magnétiquement, dans la mesure du possible, par des tôles de fer doux.

La source principale de perturbations par f.e.n. induite est évidemment l'élément chauffant. Il rayonne en particulier sur le thermocouple. La canne pyrométrique est disposée parallèlement à l'axe du tube chauffant. Il se crée dans chaque bras du couple une f.e.n. d'induction e :

$$e = \int_0^l E_1 \, d\ell$$

E_1 = champ d'induction

ℓ = longueur du brin du thermocouple

Si la disposition des deux brins du couple par rapport au ruban n'est pas identique la résultante des deux f.e.n. n'est pas nulle et une composante alternative apparaît à la sortie du thermocouple.

L'harmonique 2 de cette f.e.n., étant à la fréquence de modulation de l'amplificateur continu, peut perturber les mesures.

Pour minimiser cet effet :

a) Le thermocouple de régulation est placé dans une gaine de platine reliée à la masse.

b) L'écartement des fils du thermocouple est minimal afin que la surface de la boucle qu'ils constituent soit la plus faible possible.

c) L'orientation du thermocouple est choisie de façon à ce que les fils soient autant que possible sur une même ligne de champ. Ce réglage permet de réduire l'amplitude de la f.e.n. parasite recueillie dans un rapport de 3 à 1.

Remarques : 1) La tension parasite prend une importance croissante dans le domaine des températures situées au-dessus de 1200°C, lorsque la résistance des réfractaires isolants tels que l'alumine diminue, et que l'air devient conducteur par suite de l'ionisation.

Dans ce cas la tension parasite est transmise au couple par conduction.

2) Pour diminuer l'amplitude de la composante alternative du champ régnant dans le four, on peut envisager de placer l'élément chauffant dans la diagonale du pont de redresseurs (figure V_8). En effet, la composante alternative est alors plus faible, mais à 100 Hz. Cette solution a été rejetée, car cette fréquence est précisément celle du vibreur de l'amplificateur de la chaîne d'asservissement.

... ..

CHAPITRE VI

ESSAIS ET CARACTERISTIQUES DE L'APPAREILLAGE

I - DISPOSITION DES ELEMENTS

Le temps de réponse du servomécanisme est essentiellement fonction du délai nécessaire pour qu'un échelon de puissance, appliqué sur l'enroulement chauffant, affecte la tension de sortie du thermocouple de régulation.

Une disposition correcte de ce capteur thermosensible peut réduire cette constante de temps. En effet, deux cas peuvent être envisagés :

A - Thermocouple de régulation près du ruban chauffant (figure VI₁)

Cet arrangement permet de réduire l'amplitude des variations de température dans un système statique car le temps de réponse du dispositif est court. Par contre, cette disposition entraîne un écart statique important entre la température de l'échantillon constituant la charge et celle de l'élément chauffant.

Cet arrangement n'est pas recommandé pour un système dynamique car la longue distance des transferts de chaleur entre l'échantillon et le thermocouple de régulation réduit la sensibilité de ce dernier. Le dispositif réagit alors mal à une variation éventuelle de la température de la charge.

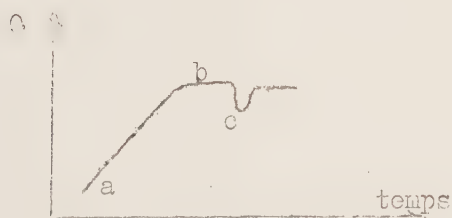


Fig. VI₁

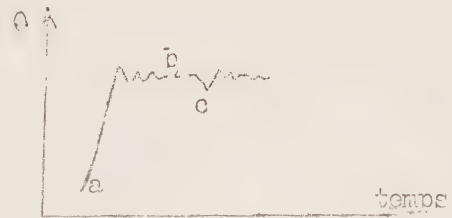


Fig. VI₂

a b établissement d'un régime stable

c introduction d'un matériau froid dans l'enceinte

B - Thermocouple de régulation près de la charge (figure VI₂)

La température de la charge est voisine de la température programmée, même en régime dynamique, mais elle oscille autour de cette valeur.

En général, la capacité calorifique de la charge ou ses variations sont négligeables devant la capacité calorifique globale de l'enceinte chauffante. En conséquence, on a intérêt à placer le thermocouple de régulation près du ruban chauffant, la charge et un thermocouple de mesure étant au centre de l'enceinte.

II - ESSAIS

Différents essais ont alors été effectués en enregistrant simultanément les indications des thermocouples de régulation (figures VI_{3.1} et VI_{4.1}) et de mesure (figures VI_{3.2} et VI_{4.2}).

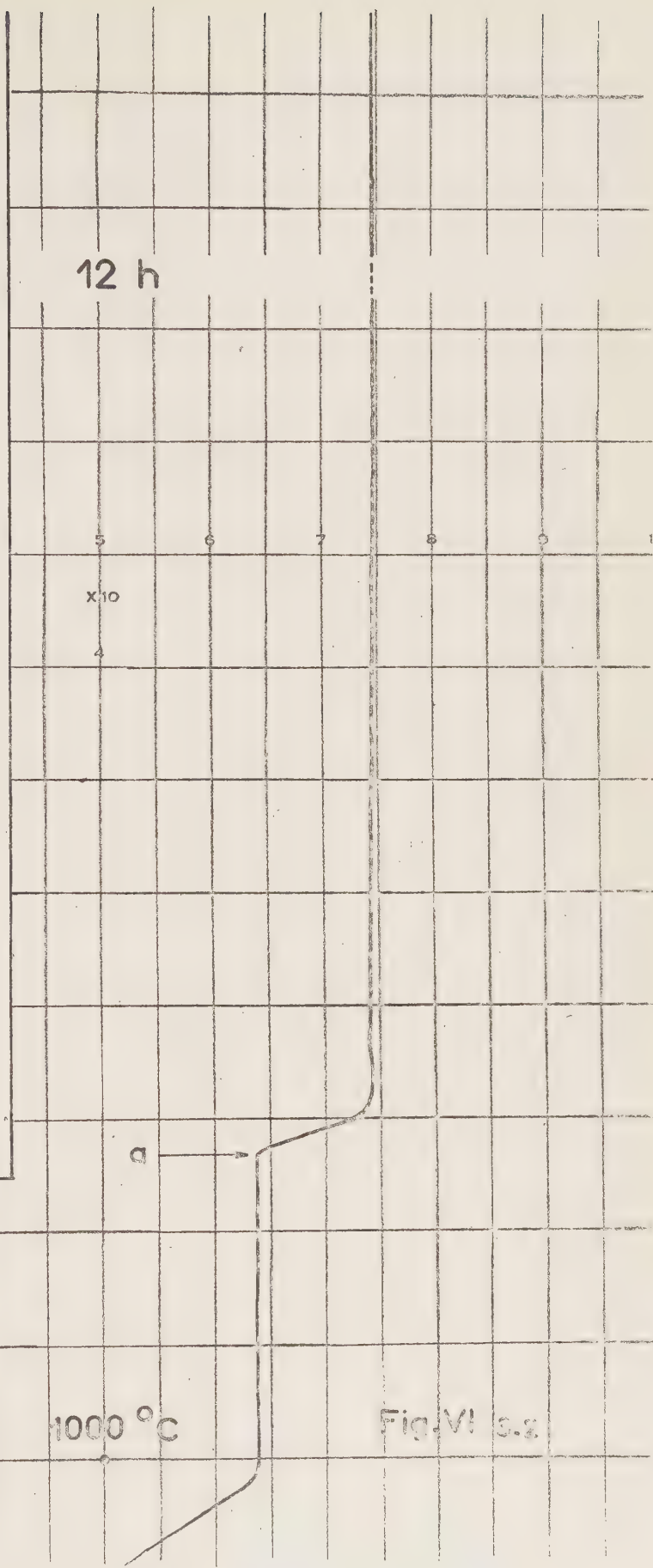
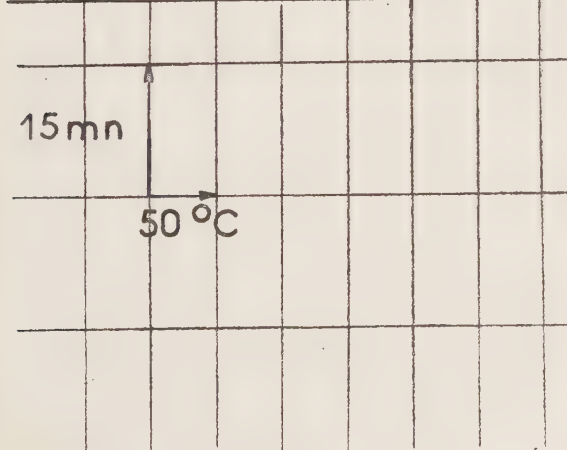
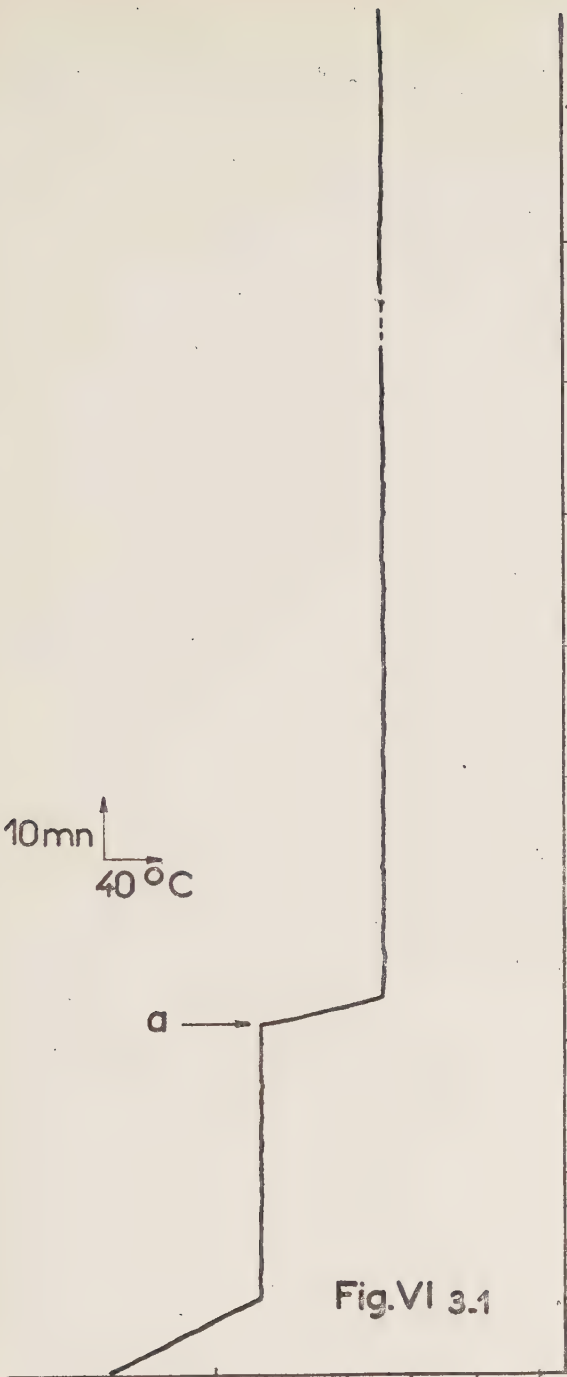
1) Réponse à un échelon de tension

Lors d'une variation instantanée de 10% de la valeur de la consigne, (figure VI_{3.1.a}) le temps de réponse de l'ensemble est de l'ordre de 4 minutes. Il est légèrement plus grand (6 minutes) au centre de l'enceinte (figure VI_{3.2.a}).

On remarque que la nouvelle valeur de la température est atteinte pratiquement sans dépassement.

2) Stabilité

Des essais effectués sur 14 heures, à différentes températures comprises entre 400 et 1200°C, ont montré que la régulation restait stable à 2°C près durant ces périodes avec une dérive lente inappréciable.



10mn
40°C

c

b

a

Fig. VI 4.1

15mn

50°C

c

b

a

1000°C

Fig. VI 4.2

Pour les températures supérieures, les ondulations augmentent par suite des fuites importantes de l'enceinte et atteignent 4°C . La dérive reste cependant très faible (de l'ordre de $0,4^{\circ}\text{C}/\text{heure}$). Les figures $\text{VI}_{3.1.b}$ et $\text{VI}_{3.2.b}$ représentent des enregistrements relatifs à une régulation effectuée à 1250°C pendant 14 heures.

Au cours de ces essais la température ambiante augmente de près de 10°C . On voit sur les figures qu'une telle variation n'a pas d'effet sensible.

3) Effets des variations de tension du réseau

En cas de variation de la tension d'alimentation de 50% on a observé une variation de 5°C de la température de l'enceinte portée à 1000°C .

Au cours de l'essai enregistré figures $\text{VI}_{4.1.a}$ et $\text{VI}_{4.2.a}$ la tension de sortie de l'alternostat a été diminuée de 20%. On voit que l'effet de cette perturbation reste faible.

4) Essais en programmation

La descente linéaire enregistrée figures $\text{VI}_{4.1.bc}$ et $\text{VI}_{4.2.bc}$ montre que la température fluctue au cours d'une programmation à peu près dans les mêmes conditions qu'en régime de régulation : elle s'écarte au maximum de 2°C de la température affichée et ne dérive pas de façon sensible. Ses fluctuations sont très affaiblies au centre de l'enceinte. La température prescrite est atteinte sans dépassement.

C O N C L U S I O N

L'utilisation du programmeur suiveur de traits réalisé permet d'établir rapidement et simplement un programme précis de la température de l'enceinte chauffante.

La présence d'un capteur thermoélectrique et d'une commande électronique très stable de thyratrons solides donne à notre ensemble des caractéristiques intéressantes. La dérive négligeable, le faible écart statique et la précision de ce dispositif de programmation en font un outil particulièrement bien adapté aux études thermiques actuelles.

B I B L I O G R A P H I E

- (1) SCHWARTZ Electronic controls and how they work. Heating Piping. 12, 1960
- (2) GAYLOR, ROSS, DIXON Automatic precis. recording of temperature. Journal of Research
64 C, Avril 1960.
- (3) RICHARD M., BRUN M. Dispositif suiveur de traits. Mesures et contrôle industriel.
Septembre 1964
- (4) OEHMICHEN J.P. Pratique électronique. Editions Radio 1957.
- (5) GILLE, DECAULNE, PELLEGRIN Théorie et calculs des asservissements. DUNOD 1962.
- (6) TERNY M. La mesure des températures au laboratoire et dans l'industrie.
DUNOD 1962
- (7) EYRAUD L. Mesure des températures. Cours de mesures physiques. I.N.S.A.
- (8) LACROIX R. Thermocouples. Techniques de l'ingénieur. R. 2590-92-94.
- (9) LACROIX R. Couples thermoélectriques platine rhodié-platine.
Flamme et Thermique, Février 1961.
- (10) GILLE, DECAULNE, PELLEGRIN, Les organes des systèmes asservis. DUNOD 1959
- (11) WILLIAM, TARPLEY, CLARK DC Amplifier stabilized for zero and gain.
A.I.E.E. Transaction, 1948, 67.
- (12) EMERY A very low level DC. Amplifier. Instrument Engineer p. 114 avril 62
- (13) HOELL Low level DC. Amplifier with whole loop feedback.
The review of Scientific Instruments, 29, 12. December 1958.
- (14) LISTON D. Amplificateur continu à vibreur de grande sensibilité.
Notice Liston Becker Instrument Co.
- (15) BERTHIER G. L'amplification des signaux électriques de faible niveau len-
tement variables. Thèse, 2ème sujet, LYON, 1964.
- (16) LISTON D. High sensitivity breaker Amplifier. Electronics, janvier 1954

- (17) GUTZWILLER Rating and Application of germanium and silicon rectifiers.
Communication and electronics, Janvier 1957.
- (18) GENERAL ELECTRIC Controlled rectifier manual p. 178 1960
- (19) RICHARD M. Dispositif de programmation continue des températures.
Mesures et contrôle industriel, Mars 1963.
-

T A B L E D E S M A T I E R E S

INTRODUCTION	1
CHAPITRE I : Le Programmeur.	5
CHAPITRE II : Les Pyromètres.	19
CHAPITRE III : Amplificateur de la chaîne d'asservissement.	27
CHAPITRE IV : Détecteur et Amplificateur d'écart.	45
CHAPITRE V : Circuit de puissance.	49
CHAPITRE VI : Essais et caractéristiques de l'appareillage.	69
CONCLUSION	75
BIBLIOGRAPHIE	77

DEUXIEME THESE

Propositions données par la Faculté :

Propagation des ondes ultra-sonores dans les semiconducteurs.

VU :

Les Membres du Jury,

R. BERNARD, Président

L. EYRAUD

R. GOUTTE

M. RICHARD

Vu et approuvé :

Le Doyen de la Faculté des Sciences,

J. BRACONNIER

Vu et accordé le permis d'imprimer :

Lyon, le 2 Décembre 1964

Le Recteur,

Président du Conseil de l'Université

P. LOUIS

